



Universidade de
Aveiro
2009

Departamento de Electrónica,
Telecomunicações e Informática

Maura Outeiral García

Caracterização Direccional do Canal Rádio



**Universidade de
Aveiro
2009**

Departamento de Electrónica,
Telecomunicações e Informática

Maura Outeiral García

Caracterização Direccional do Canal Rádio

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Armando Carlos Domingues da Rocha, Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro, e da Mestre Susana de Jesus Mota, Assistente Convidada da Universidade de Aveiro

O júri

Presidente

Prof. João Nuno Matos
Professor Associado da Universidade de Aveiro

Prof. Rafael Caldeirinha
Professor Coordenador do Instituto Politécnico de Leiria

Prof. Armando Carlos Domingues da Rocha (Orientador)
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

Mestre Susana de Jesus Mota (Co-Orientador)

Agradecimentos

Aos meus orientadores da Universidade de Aveiro, o Dr. Armando Rocha e a Mestre Susana Mota, pela oportunidade de aprender e trabalhar com eles, a constante atenção e memorável acolhimento. Foi um prazer sentir que formava parte da equipa e trabalhar com vocês!

Ao meu tutor da Universidade de Vigo, o Dr. Fernando Pérez Fontán, ao que admiro profundamente como profissional e como pessoa, pela confiança depositada em mim para fazer parte deste projecto, o permanente apoio e as suas palavras de motivação e elogio.

A todos os meus amigos, tanto os “velhos” como os “novos”. A aqueles que conheço desde há mais de 20 anos, aos que passaram pela minha vida e não ficaram, aos que apareceram por surpresa, aos que conheci na universidade de Vigo e nunca esquecerei, aos meus queridos amigos de Aveiro, ... A todos, muito obrigada por fazerem parte da minha vida, pelo apoio, o carinho, as festas, os debates, etc., e, sobretudo, por estarem ao meu lado quando mais precisei deles.

À minha família, primos, tios, avos, etc., pelo carinho incondicional.

À minha irmã, Adriana, a menina dos meus olhos e à que amo com loucura, por ser como é e pela relação especial que nos une. Simplesmente, obrigada por existir.

Ao meu cunhado, Ramón, ao que considero como um irmão, por formar parte da minha família dessa sua maneira extraordinária.

E, por último, e mais importante para mim, aos meus pais. Obrigada por tudo: pelos bons momentos, os maus momentos, a atenção, o cuidado, o apoio, o ânimo, o carinho, o amor, a compreensão, a confiança, os valores, a boa vida que me deram, a amizade incrível, o dinheiro, as festas, por ser meus professores e ao mesmo tempo ser meus alunos, por ser amigos dos meus amigos, ... porque sem eles não seria o que sou hoje. Agradeço-lhes desde o meu coração terem-me dado tudo sem pedir nada em troca. Pai, mãe, queria aproveitar esta ocasião para dizer-lhes: *são umas pessoas espectaculares e quero-lhes muito! Obrigada!*

palavras-chave

Canal direccionado, Multipercorso, FD-SAGE, Medidas de canal rádio, Dados sintéticos, Indoor, Resposta Impulsiva; Outdoor, Representações gráficas

Resumo

A rápida expansão das comunicações sem fios provocou o desenvolvimento de sistemas que tentam manter, simultaneamente, uma alta taxa de transmissão e uma elevada qualidade de serviço. É, portanto, indispensável conhecer o canal rádio, isto é, conseguir uma caracterização do canal rádio o mais precisa e profunda possível.

O objectivo desta tese é o estudo e análise do canal rádio. Com esse fim, são estimados os parâmetros do canal utilizando o algoritmo SAGE (*Space-Alternating Generalized Expectation Maximization*) a partir do sinal recebido.

Na primeira parte deste trabalho, realizou-se um estudo teórico do canal direccionado: fenómenos que o afectam, definições de parâmetros, modelos de propagação e algoritmos de elevada resolução para a estimação dos seus parâmetros, entre outros.

Seguidamente, foram levadas a cabo diversas campanhas de medidas em diferentes ambientes (indoor, outdoor e combinação dos dois), com a intenção de analisar o algoritmo SAGE e, assim, caracterizar o canal rádio.

Com o propósito de facilitar o processamento e interpretação dos dados, implementaram-se várias ferramentas software. Foi dada atenção especial à representação gráfica da informação, tendo sido estudadas e implementadas várias formas de representação.

Por último, depois de uma análise intensiva dos resultados obtidos nos diferentes cenários e ensaios, tanto sintéticos como reais, avaliou-se o desempenho do algoritmo SAGE (no domínio do tempo e da frequência).

Keywords

Directional channel, Multipath, FD-SAGE, Radio channel measures, Synthetic data, Indoor, Impulsive response, Outdoor, Graphic representations

Abstract

The wireless communication boom induced the development of systems which, simultaneously, try to keep a high transmission rate and a steep quality of service. Therefore, knowing the radio channel is indispensable, *id est*, to achieve a characterization of the radio channel in the most precise and deepest way.

The objective of this project is the inquest and analysis of the radio channel. With that purpose, the channel parameters are estimated using the SAGE (Space-Alternating Generalized Expectation Maximization) algorithm from the signal taken in reception.

In the first part of this work, a theoretical study of the directional channel was made: phenomena that influence it, definitions of parameters, propagation models and high resolution algorithms for the estimation of the channel parameters, and others.

Later on, several measurement campaigns were made in different environments (indoor, outdoor and combination of both), in order to analyse the SAGE algorithm and, in that manner, characterize the radio channel.

With the aim to make easier the processing and interpretation of the information, some software tools were implemented. Special attention has been given to graphical representation of information and several arrangements were studied and implemented.

Finally, after an intensive analysis of the results in the different scenarios and trials, both synthetic and real, the performance of the SAGE algorithm was evaluated, in the time and frequency domains.

Aos meus país

“Confía en el tiempo, que suele dar dulces salidas a muchas amargas dificultades.”

Miguel de Cervantes

Índice

| | |
|---|-------------|
| ÍNDICE..... | I |
| ÍNDICE DE FIGURAS..... | V |
| LISTA DE ACRÓNIMOS..... | XI |
| LISTA DE SÍMBOLOS..... | XIII |
| 1. INTRODUÇÃO..... | 1 |
| 2. CARACTERIZAÇÃO DO CANAL RÁDIO MÓVEL..... | 5 |
| 2.1. MECANISMOS BÁSICOS DE PROPAGAÇÃO DOS SINAIS RÁDIO | 5 |
| 2.1.1. Propagação em espaço livre | 6 |
| 2.1.2. Reflexão | 7 |
| 2.1.3. Difracção | 9 |
| 2.1.4. Dispersão | 10 |
| 2.1.5. Refracção | 11 |
| 2.2. CANAL MULTIPERCURSO E PARÂMETROS DE PROPAGAÇÃO RÁDIO | 13 |
| 2.2.1. Efeito Doppler | 13 |
| 2.2.2. Desvanecimento rápido | 14 |
| 2.2.3. Desvanecimento lento | 15 |
| 2.2.4. Perfil de atraso | 16 |
| 2.2.5. Banda de coerência | 18 |
| 2.3. SISTEMAS MIMO | 19 |
| 2.3.1. Capacidade MIMO | 20 |
| 2.4. MODELOS DE PROPAGAÇÃO | 22 |
| 2.4.1. Modelos determinísticos | 23 |
| 2.4.2. Modelos empíricos | 24 |
| 2.4.3. Modelos de canal direccional | 25 |
| 2.4.3.1. Modelo de Lee | 25 |
| 2.4.3.2. Modelos GBSB | 26 |
| 2.4.3.3. Modelo GWSSUS | 27 |
| 2.4.3.4. Modelo de Rayleigh | 27 |
| 2.4.3.5. Modelos GSM | 27 |
| 2.4.3.6. Modelo de Saleh-Valenzuela | 28 |
| 3. ALGORITMOS DE ELEVADA RESOLUÇÃO | 31 |
| 3.1. ALGORITMO MUSIC | 32 |
| 3.2. ALGORITMO ESPRIT | 32 |
| 3.3. ALGORITMO EM | 33 |
| 3.4. ALGORITMO SAGE | 35 |
| 3.4.1. Modelos de canal e sinal | 36 |
| 3.4.2. Descrição do algoritmo SAGE | 37 |
| 3.4.3. Algoritmo SAGE no domínio da frequência (FD-SAGE) | 41 |
| 4. CENÁRIOS, MEDIDAS E METODOLOGIA DE ANÁLISE | 43 |
| 4.1. SISTEMA DE MEDIÇÃO DO CANAL DIRECCIONAL | 43 |
| 4.2. CENÁRIOS DAS MEDIDAS | 44 |
| 4.2.1. Cenários Outdoor 1, 2 e 3 | 45 |
| 4.2.2. Cenário DETI | 47 |
| 4.2.3. Cenário Lab345 | 48 |
| 4.3. PROCESSAMENTO E ANÁLISE DAS MEDIDAS | 49 |
| 4.3.1. Processamento e análise dum ensaio | 50 |
| 4.3.2. Parâmetros calculados | 55 |

| | |
|--|-----------|
| 5. RESULTADOS OBTIDOS COM O ALGORITMO SAGE | 59 |
| 5.1. TD-SAGE..... | 59 |
| 5.2. FD-SAGE..... | 60 |
| 5.2.1. <i>Dados sintéticos</i> | 60 |
| 5.2.2. <i>Dados reais</i> | 73 |
| 5.2.2.1. Cenários Outdoor 1, 2 e 3..... | 73 |
| 5.2.2.2. Cenário DETI..... | 76 |
| 5.2.2.3. Cenário Lab345..... | 77 |
| 6. CONCLUSÕES..... | 79 |
| REFERÊNCIAS | 81 |
| [1] IEE VACATION SCHOOL ON RADIOWAVE PROPAGATION, “PROPAGATION OF RADIOWAVES”, THE INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS, 1996. | 81 |
| [2] THE ITU RADIOCOMMUNICATION SECTOR, ITU-R, HTTP://WWW.ITU.INT/ITU-R/ 81 | 81 |
| [3] CARDAMA, A.; JOFRE, L.; RIUS, J. M.; ROMEU, J.; BLANCH, S., "ANTENAS", EDICIONS UPC, 1998. | 81 |
| [4] PARSONS, J. DAVID, “THE MOBILE RADIO PROPAGATION CHANNEL”, 2 ND ED., CHICHESTER: JOHN WILEY, 2000..... | 81 |
| [5] LAVERGNAT, J.; SYLVAIN, M., “RADIO WAVE PROPAGATION: PRINCIPLES AND TECHNIQUES”, CHICHESTER: JOHN WILEY, 2000..... | 81 |
| [6] BERTONI, HENRY L., “RADIO PROPAGATION FOR MODERN WIRELESS SYSTEMS”, PRENTICE HALL PTR, 2000..... | 81 |
| [7] THORSUS, E.I., “THE VALIDITY OF KIRCHOFF APPROXIMATION FOR ROUGH SURFACE SCATTERING USING A GAUSSIAN ROUGHNESS SPECTRUM”, JOURNAL ACOUSTIC OF AMERICA, VOL. 83, N° 1, PP78-92, JANUARY 1998 | 81 |
| [8] WINEBRENNER, DALE P.; ISHIMARU, AKIRA, “APPLICATION OF THE PHASE PERTURBATION TECHNIQUE TO RANDOMLY ROUGH SURFACES”, JOURNAL ACOUSTIC OF AMERICA, VOL. 2, N° 12, PP2285-2294, DECEMBER 1985 | 81 |
| [9] BAHAR, EZERKIEL, “REVIEW OF THE FULL WAVE SOLUTIONS FOR ROUGH-SURFACE SCATTERING AND DEPOLARIZATION: COMPARISONS WITH GEOMETRIC AND PHYSICAL OPTICS, PERTURBATION AND TWO-SCALE HYBRID SOLUTIONS”, JOURNAL OF GEOPHYSICAL RESEARCH, VOL 92, N° C5, PP 5209-5224, MAY 1997..... | 81 |
| [10] RAPPAPORT, T.S., “WIRELESS COMMUNICATIONS: PRINCIPLES AND PRACTICE”, 2 ND ED., PRENTICE HALL PTR, 2002. | 81 |
| [11] COLTON, DAVID; RAINER KRESS, “INVERSE ACOUSTIC AND ELECTROMAGNETIC SCATTERING THEORY” , SPRINGER, 1998. | 81 |
| [12] MOLISCH, A.F., “WIDEBAND WIRELESS DIGITAL COMMUNICATIONS”, PRENTICE HALL PTR, 2001. | 81 |
| [13] SHANNON, C.E., “A MATHEMATICAL THEORY OF COMMUNICATION”, BELL SYSTEM TECHNICAL JOURNAL, VOL. 27, JULY AND OCTOBER 1948..... | 82 |
| [14] GESBERT, D.; SHAFI, M.; SHIU, D-S.; SMITH, P.; NAGUIB, A., “FROM THEORY TO PRACTICE: AN OVERVIEW OF MIMO SPACE-TIME CODED WIRELESS SYSTEMS”, IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 21, NO. 3, APRIL 2003 | 82 |
| [15] FOSCHINI, G.J.; GANS, J., “ON LIMITS OF WIRELESS COMMUNICATIONS IN A FADING ENVIRONMENT WHEN USING MULTIPLE ANTENNAS”, BELL LABS TECHNICAL JOURNAL, VOL.1, NO.2, LUCHENT TECHNOLOGIES, AUTUMN 1996. | 82 |
| [16] TELATAR, I.E., “CAPACITY OF MULTI-ANTENNA GAUSSIAN CHANNEL”, EUROPEAN TRANSACTIONS ON TELECOMMUNICATIONS, VOL. 10, NO 6, 1999. | 82 |
| [17] HERNANDO, J.; PEREZ-FONTAN, F., “INTRODUCTION TO MOBILE COMMUNICATIONS ENGINEERING”, 3RA ED., ARTECH HOUSE, 1999 | 82 |

- [18] ERTEL, R.; CARDIERI, P.; SOWERBY, K.W.; RAPPAPOT, T.S.; REED, J.H., "OVERVIEW OF SPATIAL CHANNEL MODELS FOR ANTENNA ARRAY COMMUNICATION SYSTEMS", IEEE PERSONAL COMMUNICATIONS, VOL. 5, NO 1, FEB. 1998 82
- [19] LIBERTI JR., J.C.; RAPPAPORT, T.S., "SMART ANTENNAS FOR WIRELESS COMMUNICATIONS", PRENTICE-HALL, UPPER SADDLE RIVER, NJ, EUA, 199982
- [20] KRIM, H.; VIBERG, M., "TWO DECADES OF ARRAY SIGNAL PROCESSING RESEARCH", IEEE SIGNAL PROCESSING MAG. , JULY 199682
- [21] SCHMIDT, R., "MULTIPLE EMITTER LOCATION AND SIGNAL PARAMETER ESTIMATION", IEEE TRANS. ANTENNAS PROPAGATION, VOL. AP-34, MAR. 198682
- [22] ROY, R.; KAILATH, T., "ESPRIT – ESTIMATION OF SIGNAL PARAMETERS VIA ROTATIONAL INVARIANCE TECHNIQUES", IEEE TRANS. ACOUST., SPEECH, SIGNAL PROCESSING, VOL. 37, JULY 1989.82
- [23] FEDER, M.; WEINSTEIN, E., "PARAMETER ESTIMATION OF SUPERIMPOSED SIGNALS USING THE EM ALGORITHM", IEEE TRANS. ACOUST., SPEECH, SIGNAL PROCESSING. VOL. 36, APR. 1988.82
- [24] FESSLER, J.A.; HERO, A.O., "SPACE-ALTERNATING GENERALIZED EXPECTATION-MAXIMIZATION ALGORITHM", IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 42, OCTOBER 1994.....82
- [25] VAN TREES, H.L., "OPTIMUM ARRAY PROCESSING", PART IV., WILEY-INTERSCIENCE, 2002.....83
- [26] GODARA, L.C., "HANDBOOK OF ANTENNAS IN WIRELESS COMMUNICATIONS", CRC PRESS LLC, 2002.....83
- [27] GODARA, L.C., "SMART ANTENNAS", CRC PRESS LLC, 200483
- [28] DEMPSTER, A.P.; LAIRD, N.M. AND RUBIN, D.B., "MAXIMUM LIKELIHOOD FROM INCOMPLETE DATA VIA THE EM ALGORITHM", JOURNAL OF THE ROYAL STATISTICAL SOC., SERIES B, VOL. 39, NO. 1, 1977.....83
- [29] WU, C.F., "ON THE CONVERGENCE OF THE EM ALGORITHM", ANNALS OF STATISTICS, VOL. 11, NO. 1, JAN. 198383
- [30] HERO, A.O.; FESSLER, J.A., "ASYMPTOTIC CONVERGENCE PROPERTIES OF EM-TYPE ALGORITHMS, TECHNICAL REPORT", COMMUNICATIONS AND SIGNAL PROC. LAB., DEPT. OF EECS, UNIV. OF MICHIGAN, APR. 1993.....83
- [31] FESSLER, J.A.; CLINTHORNE, N.H.; ROGERS, W.L., "ON COMPLETE DATA SPACES FOR PET RECONSTRUCTION ALGORITHMS", IEEE TRANS. ON NUCLEAR SCIENCE, VOL. 40, NO. 4, AUG 199383
- [32] MENG, X.L.; DYK, D., "THE EM ALGORITHM – AN OLD FOLK-SONG SUANG TO A FAST NEW TUNE", JOURNAL OF THE ROYAL STATISTICAL SOCIETY. SERIES B, VOL. 59, NO. 3, 199783
- [33] FLEURY, B.H.; TSCHUDIN, M.; HEDDERGOTH, R.; DAHLHAUS, D.; PEDERSEN, K. I., "CHANNEL PARAMETER ESTIMATION IN MOBILE RADIO ENVIRONMENT USING THE SAGE ALGORITHM", IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 17, NO. 3, MARCH 199983
- [34] MOON, T., "THE ESPECTATION-MAXIMIZATION ALGORITHM", IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE, NOV. 199683
- [35] FESSLER, J.A.; HERO, A.O., "SPACE-ALTERNATING GENERALIZED ESPECTATION-MAXIMIZATION ALGORITHM", IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL 42, NO. 10, OCT. 1994.....83
- [36] TSCHUDIN, M; HEDDERGOTT, R.; TRUFFER, P., "VALIDATION OF A HIGH MEASUREMENT TECHNIQUE FOR ESTIMATING THE PARAMETERS OF IMPINGING WAVES IN INDOOR ENVIRONMENTS", IN PROC. OF PIMRC '98 – NINTH IEEE

| | |
|--|----|
| INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON PERSONAL, INDOOR AND MOBILE RADIO COMMUNICATIONS, BOSTON, MA, SEP. 1998..... | 83 |
| [37] MOTA, SUSANA, “CARACTERIZAÇÃO DO CANAL DE PROPAGAÇÃO DIRECCIONAL EM BANDA LARGA PARA SISTEMAS RÁDIO MÓVEL”, DISSERTAÇÃO DE MESTRADO, DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA E TELECOMUNICAÇÕES, UNIVERSIDADE DE AVEIRO, 2003..... | 84 |
| [38] PEREZ-FONTAN, F.; MARINO ESPINEIRA, P., “MODELING THE WIRELESS PROPAGATION CHANNEL: A SIMULATION APPROACH WITH MATLAB”, WILEY, SEPTEMBER 2008 | 84 |
| [39] FERNANDES, J.J.G., “MODELAÇÃO DO CANAL DE PROPAGAÇÃO RÁDIO MÓVEL DE BANDA LARGA NA FAIXA DAS ONDAS MILIMÉTRICAS E SEU IMPACTO NO DESEMPENHO DE TRANSMISSÃO DO SISTEMA”, DISSERTAÇÃO DE DOUTORAMENTO, DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA E TELECOMUNICAÇÕES, UNIVERSIDADE DE AVEIRO, DEZ. 1996..... | 84 |
| [40] WWW.MATHWORKS.COM | 84 |
| [41] FERREIRA, I.F.M., “COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO DE MODELOS DE CANAL RÁDIO PARA SISTEMAS MIMO”, DISSERTAÇÃO DE MESTRADO, DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA, TELECOMUNICAÇÕES E INFORMÁTICA, UNIVERSIDADE DE AVEIRO, 2009 84 | |
| ANEXO | 85 |

Índice de figuras

| | |
|--|----|
| Figura 2.1 Reflexão: o ângulo de incidência é sempre igual ao de reflexão | 7 |
| Figura 2.2 Reflexão especular (esquerda) e difusa (direita)..... | 8 |
| Figura 2.3 Difracção no pico duma montanha | 10 |
| Figura 2.4 Refracção duma onda na separação de dois meios | 12 |
| Figura 2.5 Diferentes ângulos de incidência e refracção..... | 13 |
| Figura 2.6 Desvanecimento rápido e lento | 16 |
| Figura 2.7 Perfil de potência do atraso..... | 17 |
| Figura 2.8 Propagação multipercurso no canal rádio móvel [30] | 20 |
| Figura 2.9 Esquema dum sistema SISO | 20 |
| Figura 2. 10 Esquema dum sistema a) MISO e b) SIMO..... | 21 |
| Figura 2. 11 Esquema dum sistema MIMO | 22 |
| Figura 2. 12 Modelo Ray Tracing | 24 |
| Figura 2.13 Geometria modelo Bad Urban [16]..... | 28 |
| Figura 3.1 Ambiente multipercurso com agregados de antenas em transmissão e recepção | 31 |
| Figura 3.2 Relação entre o espaços completo, $X_l(t)$, e incompleto, $Y(t)$ [34] | 33 |
| Figura 3.3 Diagrama de fluxo do algoritmo SAGE..... | 38 |
| Figura 4.1 Diagrama do sistema utilizado para a medição do canal direcciona..... | 43 |
| Figura 4.2 Sistema de medição em campo | 44 |
| Figura 4.3 Cenário Outdoor 1 | 45 |
| Figura 4.4 Cenário Outdoor 2 | 46 |
| Figura 4.5 Cenário Outdoor 3 | 47 |
| Figura 4.6 Cenário DETI..... | 48 |
| Figura 4.7 Cenário Lab345..... | 49 |

| | |
|--|----|
| Figura 4.8 Resposta impulsiva do ensaio 1 do cenário DETI | 50 |
| Figura 4.9 Estimativas obtidas pelo SAGE para o ensaio 1 do cenário DETI | 51 |
| Figura 4.10 Estimativas obtidas pelo SAGE para o ensaio 1 do cenário DETI | 52 |
| Figura 4.11 Cenário DETI com as estimativas do SAGE do ensaio 1 | 52 |
| Figura 4. 12 Elipse com os focos no eixo de abcissas..... | 53 |
| Figura 5.1 Estimativa do SAGE da fase da amplitude | 60 |
| Figura 5.2 Estimativas do azimuth e da elevação para duas ondas com diferença de amplitude de 10 dB e atraso de 95 ns: a 1ª onda com os parâmetros fixos e a segunda onda com o azimuth variando de 0° a 180° | 61 |
| Figura 5.3 Estimativas do azimuth e da elevação para duas ondas com a mesma amplitude e atraso de 95 ns: a 1ª onda com os parâmetros fixos e a segunda onda com o azimuth variando de 0° a 180° | 61 |
| Figura 5.4 Estimativas da elevação e do azimuth para duas ondas com diferença de amplitude de 10 dB e atraso de 95 ns : a 1ª onda com os parâmetros fixos e a segunda onda com a elevação variando de 0° a 80° | 62 |
| Figura 5.5 Estimativas da elevação e do azimuth para duas ondas com a mesma amplitude e atraso de 95 ns: a 1ª onda com os parâmetros fixos e a segunda onda com a elevação variando de 0° a 80° | 62 |
| Figura 5.6 Estimativas do atraso e da fase da amplitude para duas ondas com uma diferença de amplitude de 10 dB: a 1ª onda com os parâmetros fixos (atraso 95 ns, azimuth 60° e elevação 40°) e a segunda onda com o atraso variando de 80 ns a 110 ns (azimuth 160° e elevação 27°) | 63 |
| Figura 5.7 Estimativas do atraso e da fase da amplitude para duas ondas com a mesma amplitude (diferente fase): a 1ª onda com os parâmetros fixos (atraso 95 ns, azimuth 60° e elevação 40°) e a segunda onda com o atraso variando de 80 ns a 110 ns (azimuth 160° e elevação 27°) | 63 |

| | |
|---|----|
| Figura 5.8 Estimativa da fase da amplitude para duas ondas com a mesma amplitude e a mesma fase: a 1ª onda com os parâmetros fixos (atraso 95 ns, azimuth 60° e elevação 40°) e a segunda onda com o atraso variando de 80 ns a 110 ns (azimuth 160° e elevação 27°) | 64 |
| Figura 5.9 Estimativas FD-SAGE e dados gerados com o modelo Saleh-Valenzuela para o cenário h5 | 66 |
| Figura 5.10 Resposta impulsiva e estimativas do FD-SAGE dos cenários h7, com decaimento reduzido e pequeno número de raios (esquerda), e h3, com decaimento acentuado e elevado número de raios (direita) | 72 |
| Figura 5.11 Gráficos obtidos para o ensaio 4 do cenário Outdoor 2..... | 74 |
| Figura 5.12 Cenário DETI: ensaio 2 (direita) e ensaio 2 reverso (esquerda) | 77 |
| Figura 5.13 Cenário Lab345 ensaio 5 | 77 |

Índice de tabelas

| | |
|---|----|
| Tabela 5.1. Número de raios nas 36 simulações | 68 |
| Tabela 5.2. Parâmetros do atraso calculados para as 36 simulações | 69 |
| Tabela 5.3 Parâmetros do azimuth calculados para as 36 simulações | 70 |
| Tabela 5.4 Erro do atraso e do azimuth dos raios emparelhados | 71 |
| Tabela 5.5 Parâmetros das estimativas do FD-SAGE | 75 |
| Tabela 5.6 Parâmetros das medidas reais | 75 |

Lista de acrónimos

| | |
|---------|---|
| AM | Atraso Médio |
| AOA | Angle Of Arrival |
| BA | Bad Urban |
| DOA | Direction Of Arrival |
| DOD | Direction Of Departure |
| EA | Espalhamento do Atraso |
| EM | Expectation Maximization |
| ESPRIT | Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques |
| FD-SAGE | Frequency-Domain Space-Alternating Generalized Expectation Maximization |
| FFT | Fast Fourier Transform |
| GBSB | Geometrically Based Single Bounce |
| GO | Geometrical Optics |
| GSM | Global System for Mobile communications |
| GWSSUS | Gaussian Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering |
| IFFT | Inverse Fast Fourier Transform |
| MIMO | Multiple-Input Multiple-Output |
| MISO | Multiple-Input Single-Output |
| ML | Maximum Likelihood |
| MUSIC | MUltiple SIgnal Classification |

| | |
|------|--|
| RI | Resposta Impulsiva |
| rms | root mean square |
| SAGE | Space-Alternating Generalized Expectation Maximization |
| SIMO | Single-Input Multiple-Output |
| SISO | Single-Input Single-Output |
| SNR | Signal to Noise Ratio |
| TOA | Time Of Arrival |
| TU | Typical Urban |
| UTD | Uniform Theory of Diffraction |

Lista de símbolos

| | |
|--------------------------------|--|
| α | Amplitude complexa |
| α_l | Amplitude complexa da l-ésima onda |
| θ_1 | Ângulo de incidência |
| α_{inc} | Ângulo de incidência |
| θ_2 | Ângulo de refração |
| A | Área efectiva da antena |
| τ | Atraso |
| τ_l | Atraso da l-ésima onda |
| ϕ | Azimute |
| ϕ_l | Azimute da l-ésima onda |
| B_c | Banda de coerência |
| C | Capacidade do canal |
| λ | Comprimento de onda |
| $X_l(t)$ | Conjunto completo de dados |
| $S(f; \hat{\theta})$ | Contribuição da l-ésima onda no domínio da frequência |
| $s(t; \theta_L)$ | Contribuição da l-ésima onda para o sinal à saída do agregado receptor |
| W | Densidade de potência |
| $f(\phi_l, \theta_l)$ | Diagrama de radiação do elemento do agregado |
| d | Distância entre o transmissor e o receptor |
| ϑ | Elevação |
| ϑ_l | Elevação da l-ésima onda |
| σ_τ | Espalhamento temporal rms |
| $E(\cdot)$ | Esperança matemática |
| $Q(\cdot, \cdot)$ | Esperança matemática do primeiro termo respeitante ao segundo termo |
| $\hat{\theta}$ | Estimativa do vector dos parâmetros das L componentes multipercurso |
| $\hat{x}_l(t; \hat{\theta}_l)$ | Estimativa dos dados completos |
| e | Excentricidade da elipse |
| f' | Frequência da onda recebida |
| f | Frequência da onda transmitida |
| $H(f)$ | Função de transferência |
| $p(y; \theta)$ | Função de verosimilhança |
| G_r | Ganho da antena receptora |
| G_t | Ganho da antena transmissora |
| η | Índice de refração |
| D | Intervalo de tempo de observação |
| G | Matriz da resposta do canal |

| | |
|--------------------------------|--|
| H | Matriz da resposta do canal normalizada |
| I_M | Matriz identidade de dimensão $M \times M$ |
| L | Número de componentes multipercurso do canal |
| M | Número de elementos do agregado receptor |
| N | Número de elementos do agregado transmissor |
| r_1, \dots, r_M | Posições das antenas do agregado |
| P_r | Potência recebida |
| P_t | Potência transmitida |
| ρ | Relação sinal-ruído |
| $h(t)$ | Resposta impulsiva |
| σ | Rugosidade do solo |
| a | Semieixo maior da elipse |
| b | Semieixo menor da elipse |
| y | Sinal observado |
| $u(t)$ | Sinal transmitido |
| $\bar{\tau}$ | Tempo de atraso médio |
| r | Vector complexo do sinal recebido no agregado de antenas |
| $c(\phi, \theta)$ | Vector de steering do agregado |
| θ_l | Vector dos parâmetros da l -ésima componente multipercurso |
| θ | Vector dos parâmetros das L componentes multipercurso |
| $Y(t)$ | Vector dos sinais de saída do agregado receptor |
| s | Vector dos sinais transmitidos |
| n | Vector ruído |
| c | Velocidade da luz no vazio |
| V | Velocidade do móvel |
| $\Lambda(\theta_l; \hat{x}_l)$ | Verosimilhança logarítmica |

1. Introdução

Nos últimos anos tem-se assistido a um grande crescimento do mercado das comunicações móveis. Este crescimento acarreta a exigência de conseguir, tanto maiores coberturas, como melhores qualidades de serviço. Os novos serviços requerem velocidades de dados muito elevadas de forma a satisfazer as expectativas das futuras gerações de sistemas rádio móvel. Este incremento do tráfego exige um aumento da capacidade nas redes. Um dos métodos empregues com este propósito é o uso dos dispositivos com múltiplas antenas, ou seja, agregados de antenas explorando a propagação multipercurso. O seu uso, em conjunto com técnicas de codificação específicas, pode melhorar o desempenho do rádio móvel no que diz respeito à sua capacidade e velocidade de dados [1][2].

O desenho dum sistema que utilize a diversidade de transmissão e recepção (sistema MIMO, Multiple-Input Multiple-Output) requer conhecer, em detalhe, a propagação no canal rádio. Estes sistemas adicionam maior complexidade ao estudo e caracterização do dito canal, já que, é necessário estudar os diversos canais gerados entre cada antena transmissora e receptora em simultâneo.

Existem muitos estudos teóricos em diferentes ambientes com o fim de comprovar o aumento da capacidade do canal nestes cenários, no entanto, também é necessário obter resultados experimentais para ter uma estimação da capacidade real. Para o cálculo desta capacidade, é preciso conhecer as características do canal, entre elas, os parâmetros das ondas que chegam ao receptor no dito canal. Tal informação permite calcular facilmente a matriz de transmissão do canal, que é fundamental para avaliar o desempenho de sistemas MIMO.

Devido à importância da obtenção dos parâmetros de chegada que caracterizam o canal rádio é fundamental ter algoritmos de alta resolução que os estimem. Por isso, um estudo do funcionamento e exactidão dos algoritmos de

estimação destes parâmetros são de grande importância para o desenho de sistemas que utilizem o canal rádio como meio de transmissão.

Existem vários métodos de alta resolução que permitem estimar a direcção de chegada em conjunto com o atraso e amplitude complexa, entre eles, o algoritmo SAGE (*Space-Alternating Generalized Expectation Maximization*). Esta tese tem como principal objectivo estudar alguns dos algoritmos de elevada resolução existentes com especial enfoque no algoritmo SAGE e avaliar o seu desempenho em dados sintéticos e reais.

Esta tese está dividida em 7 capítulos, os quais estão organizados da seguinte forma:

No capítulo 2, **Caracterização do canal rádio móvel**, descrevem-se, superficialmente, os conceitos básicos do canal rádio móvel (os mecanismos de propagação, parâmetros que ajudem a caracterizá-lo, ...), os sistemas MIMO (e as suas variantes) e os diferentes modelos de propagação existentes.

No capítulo 3, **Algoritmos de elevada resolução**, são apresentados os principais algoritmos de elevada resolução para a estimação dos principais parâmetros das componentes multipercurso do canal (atraso, direcção de chegada e amplitude complexa). O algoritmo SAGE é apresentado aprofundadamente, por ser objecto de estudo nesta tese. Expõe-se o modelo de canal, o modelo de sinal e a formulação do algoritmo, no domínio do tempo e da frequência.

No capítulo 4, **Cenários, medidas e metodologia de análise**, apresenta-se o sistema de medidas utilizado no canal real e os cenários onde se realizaram as campanhas de medidas; e, também, expõem-se as ferramentas software implementadas, com exemplos, para o processamento e fácil análise das medidas obtidas no canal real.

No capítulo 5, **Resultados obtidos com o algoritmo SAGE**, apresentam-se os testes feitos ao algoritmo SAGE, tanto à sua versão no domínio do tempo como à versão no domínio da frequência, e os resultados obtidos, tanto em canais sintéticos como em canais reais (cenários do capítulo 4). Também se avalia o desempenho do referido algoritmo.

No capítulo 6, **Conclusões**, apresentam-se as conclusões, contribuições e linhas futuras desta tese.

2. Caracterização do Canal Rádio Móvel

As comunicações móveis e o impacto do ambiente de propagação dos sinais nestas têm sido estudados durante décadas. Este último é muito variável onde cada objecto físico, natural ou artificial, se converte num espelho de reflexão dos sinais (scattering) sinais estes que vão competir com o sinal original transmitido originando desvanecimento selectivo na frequência e dispersão temporal que compromete a qualidade do serviço dos sistemas de comunicação sem fios.

O estudo da transmissão de dados em sistemas móveis requer, como passo prévio fundamental, a caracterização do ambiente de propagação e do canal rádio móvel. As redes móveis apresentam características de transmissão muito diferentes às das redes fixas. Estas características têm origem, tanto na própria natureza do meio físico utilizado (o canal rádio), como nos efeitos devidos à mobilidade.

O canal rádio móvel caracteriza-se por receber múltiplos sinais. O sinal oferecido ao receptor contém, não só a onda de rádio directa, como também um grande número de ondas de rádio reflectidas. Estas ondas reflectidas interferem na onda original causando uma significativa degradação no sinal recebido. Por este motivo, a caracterização do canal desempenha um papel fundamental no desenho duma rede sem fios, de forma a minimizar o efeito adverso de um canal deste tipo [1][2].

2.1. Mecanismos básicos de propagação dos sinais rádio

Todo o sistema de telecomunicações deve ser desenhado para garantir o funcionamento do receptor com uma relação sinal-ruído mínima. Os serviços de radiocomunicações, entre outros, empregam ondas electromagnéticas irradiadas como suporte da transmissão de informação entre o transmissor e o receptor.

Para a correcta planificação de quaisquer destes sistemas é essencial conhecer os factores que podem alterar a propagação electromagnética e avaliar a sua influência nas distintas bandas de frequência [3]. Enquanto numa primeira fase emergente das comunicações móveis a medição da potência recebida por uma antena numa curta largura de banda era suficiente, agora a exigência de maiores capacidades, desenvolvimentos no hardware e na capacidade computacional dos terminais requer a caracterização do canal rádio já não apenas em banda larga como também em características direccionais. Só assim se poderá explorar eficientemente uma última fronteira conhecida: o espaço onde se realiza a propagação.

2.1.1. Propagação em espaço livre

A transmissão no espaço livre é a radiação electromagnética numa linha recta no vazio ou numa atmosfera ideal, sendo suficientemente removidos todos os obstáculos que possam afectar a onda de qualquer maneira [2].

As perdas de propagação nestas condições calculam-se utilizando a equação de Friis, que permite obter o balanço de potência numa ligação rádio formada por um sistema transmissor e um sistema receptor, separados de uma distância determinada d .

Se a antena transmissora tem um ganho G_t na direcção da antena receptora, a densidade de potência à distância d na direcção escolhida é

$$W = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad (2.1)$$

A potência disponível na antena receptora, que tem uma área efectiva A , é portanto

$$P_r = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \cdot A = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \cdot \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \quad (2.2)$$

onde G_r é o ganho da antena receptora. Assim, obtemos

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (2.3)$$

que é a equação fundamental de propagação em espaço livre ou equação de Friis. A conhecida relação entre o comprimento de onda λ , a frequência f e a velocidade de propagação c também nos permite escrever esta equação da seguinte maneira alternativa [4]

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left[\frac{c}{4\pi f d} \right]^2 \quad (2.4)$$

2.1.2. Reflexão

A reflexão, no âmbito da física, é a mudança de direcção duma onda ou dum raio que ocorre na superfície de separação entre dois meios, de modo que regresse ao meio inicial, figura 2.1.

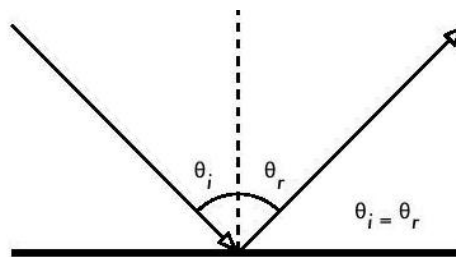


Figura 2.1 Reflexão: o ângulo de incidência é sempre igual ao de reflexão

Este fenómeno acontece quando as ondas electromagnéticas incidem em obstáculos de dimensões muito maiores do que os seus comprimentos de onda, que, no caso de ambientes de interior, podem ser traduzidos em paredes, mobílias, entre outros, e no caso de ambientes de exterior, podem ser prédios, carros, casas, montanhas, etc. Os raios reflectidos podem interferir nos raios directos construtivamente ou destrutivamente no receptor.

Dependendo das características da superfície onde chegam os raios, a reflexão pode ser especular, que acontece em superfícies lisas, ou difusa, que acontece em superfícies rugosas, como se pode ver na figura 2.2.

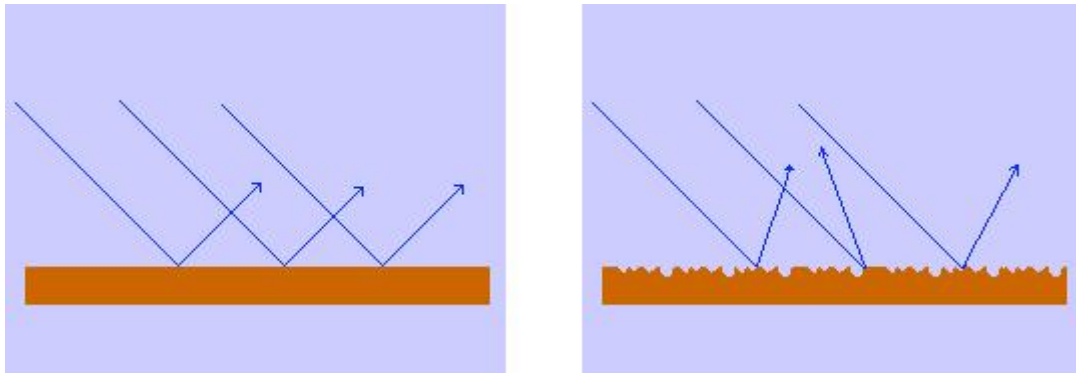


Figura 2.2 Reflexão especular (esquerda) e difusa (direita)

Em geral, o campo reflectido por uma superfície é o somatório das duas componentes: a componente especular e a componente difusa. A componente especular propaga-se na direcção dada pela lei da reflexão. Pelo contrário, a componente difusa é emitida em todas as direcções.

Assim, quando a rugosidade do obstáculo aumenta, a componente especular diminui e a energia dispersa aumenta, pelo que a sua distribuição em diferentes direcções se torna uniforme [5].

Na realidade, os objectos são normalmente irregulares. Isto provoca deslocamentos de fase adicionais entre as fontes secundárias, que dependem das dimensões das irregularidades e do comprimento de onda.

O critério de Rayleigh ajuda-nos a determinar se uma superfície é lisa ou rugosa. É uma função do comprimento de onda e do ângulo de incidência.

O critério é o seguinte:

Se $\sigma > \frac{\lambda}{8\sin\alpha_{inc}}$, então a reflexão é dita difusa, caso contrário é dita especular.

Nesta expressão, σ é a rugosidade da superfície, que é determinada a partir do desvio padrão das irregularidades em relação a um nível de referência, e α_{inc} é o ângulo de incidência [5] [6]. A reflexão em superfícies rugosas é um assunto complexo existindo várias aproximações ao problema dependendo das características geométricas da superfície [7][8][9].

Ainda que as leis de reflexão sejam bastante simples, a situação pode complicar-se muito quando imaginamos o interior dum gabinete com vários objectos pequenos de metal, de formas variadas e complexas. O mesmo ocorre nas situações urbanas: olhe ao redor na sua cidade e tente localizar todos os objectos de metal. Isto explica o porquê do efeito multipercurso (*multipath*: os sinais chegam através de diferentes caminhos, e consequentemente em tempos diferentes), que desempenha um papel muito importante nas redes sem fios.

2.1.3. Difracção

A difracção acontece quando existe um corpo a obstruir a linha de vista entre transmissor e receptor. De acordo com o princípio de Huygens, onde cada ponto numa frente de onda se comporta como uma fonte isolada de ondas esféricas, haverá a formação de ondas secundárias atrás do obstáculo, mesmo que não haja linha de visão entre o transmissor e o receptor. Isso pode explicar como em ambientes fechados, mesmo que um usuário não veja o outro, eles mesmo assim possam comunicar.

A difracção é um dos fenómenos que torna possível a existência de sinal sem linha de vista. Existem modelos simples para obstáculos de elevadas dimensões tal como o conhecido gume de faca. Cada ponto acima do obstáculo converte-se, ao ser

alcançado, pela frente de onda num novo foco secundário emissor de ondas esféricas [10].

As microondas, com um comprimento de onda de vários centímetros, mostram os efeitos da difracção quando chocam contra paredes, picos de montanhas, etc. A obstrução faz com que a onda mude a sua direcção e dobre as esquinas, como mostra a figura seguinte.

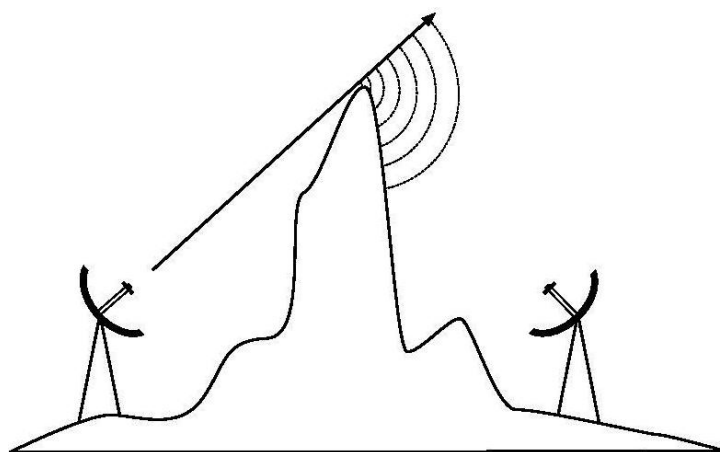


Figura 2.3 Difracção no pico duma montanha

2.1.4. Dispersão

A dispersão (mais utilizado o termo inglês, “*scattering*”) é um fenómeno físico no qual as ondas electromagnéticas, ao incidir num objecto, como uma parede dum prédio, por exemplo, são forçadas a desviar-se duma única trajectória para uma ampla gama de direcções. Se a parede é lisa e homogénea, ocorrem mecanismos de propagação básicos como a reflexão e a difracção, tendo em conta as hipóteses da óptica geométrica. Lamentavelmente, as paredes dos prédios reais estão longe de ser superfícies lisas e homogéneas, dificultando o problema. As irregularidades (janelas, varandas, condutas, reforços internos, fios de electricidade, etc.) são, geralmente, comparáveis, em tamanho, com o comprimento de onda e não existe disponível uma solução simples.

Quando a radiação só é dispersa por um centro de *scattering*, este é chamado “*single scattering*”. É muito comum que estes centros estejam agrupados e, nesses casos, a radiação pode dispersar-se várias vezes, o que é conhecido como “*multiple scattering*”.

Os maiores problemas de investigação de *scattering* envolvem, usualmente, prever como os sistemas vão dispersar a radiação, que pode quase sempre ser resolvido com uma ferramenta informática potente ou com o conhecimento do sistema. Um desafio amplamente estudado, mas mais difícil, é o problema da dispersão inversa, onde o objectivo é observar a radiação dispersada e usar esta observação para determinar propriedades de cada *scatterer* ou da radiação antes da dispersão. Em geral, o inverso não é único. Vários tipos de centros de *scattering* podem ocasionar o mesmo padrão de radiação, por conseguinte, o problema não tem solução no caso geral. Afortunadamente, há caminhos para extrair algumas informações úteis, ainda que incompletas, sobre o *scatterer* [11].

2.1.5. Refracção

Quando uma onda se propaga passando de um meio para outro, ela sofrerá uma mudança de velocidade e direcção de propagação. Esse fenómeno é chamado de refracção. Assim, quando dizemos que uma onda se refractou ao passar de um meio para outro, queremos dizer que a sua velocidade e a sua direcção foram alteradas, passando obliquamente para o outro meio.

A lei da refracção de Snell estabelece uma relação simples que nos permite determinar a trajectória do raio conhecendo os índices de refracção:

$$\eta_1 \cdot \sin(\theta_1) = \eta_2 \cdot \sin(\theta_2) \quad (2.5)$$

de acordo com a convenção ilustrada na figura (em que $\eta_1 < \eta_2$):

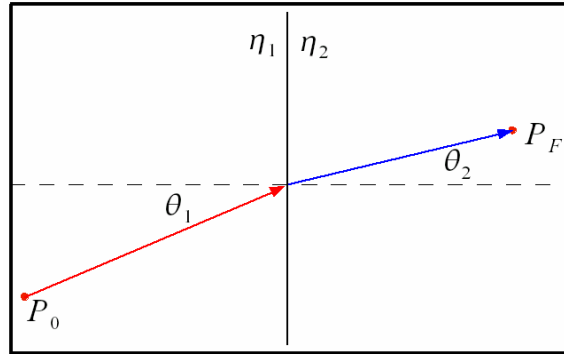


Figura 2.4 Refracção duma onda na separação de dois meios

O ângulo limite é o ângulo incidente para o qual o raio refractado emerge tangente à superfície de separação entre os meios.

Se o ângulo de incidência é maior que o ângulo limite, o seno do ângulo de refração é maior do que a unidade. Isto indica que as ondas que incidem com um ângulo maior que o ângulo limite não passam ao segundo meio, sendo, portanto, totalmente reflectidas na superfície de separação.

Independentemente da refração, a reflexão no primeiro meio acontece sempre, excepto no caso em que a polarização da onda é paralela e a incidência ocorre segundo o ângulo de Brewster, ou seja,

$$\operatorname{tg}(\theta_1) = \frac{\eta_2}{\eta_1} \quad (2.6)$$

Na figura 2.5, observamos que, quando se incrementa o ângulo de incidência θ_1 o ângulo de refração aumenta até $\pi/2$. Se continuarmos a incrementar o ângulo de incidência, a onda incidente reflecte-se no primeiro meio [5][10].

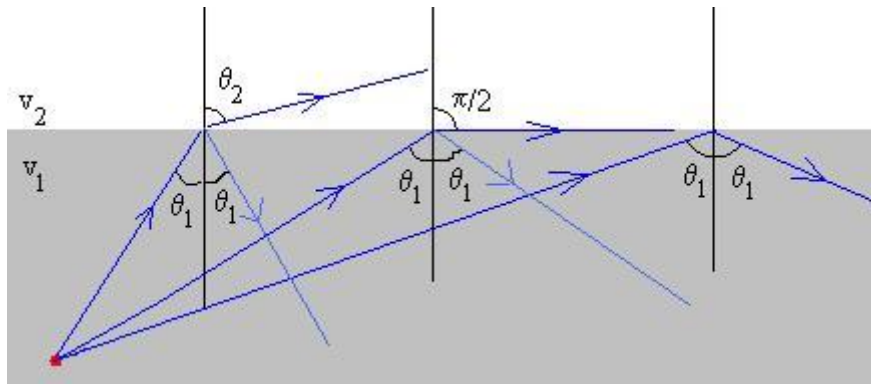


Figura 2.5 Diferentes ângulos de incidência e refração

Os fenómenos descritos acima permitem que haja recepção do sinal em lugares onde não há linha de visão, principalmente, devido à dispersão e difração.

A absorção do sinal pelos obstáculos também contribui para a atenuação deste, porém representa uma parcela pequena.

2.2. Canal multipercurso e parâmetros de propagação rádio

O sinal rádio pode sofrer reflexões em obstáculos presentes no caminho mas não necessariamente na linha de visão do receptor. Este fenómeno, conhecido como propagação multipercurso, pode ocasionar a chegada ao receptor de sinais com diferentes fases. Se a soma destes sinais resulta numa interferência destrutiva as suas consequências podem chegar até ao cancelamento mútuo, ou seja, a eliminação total da potência do sinal em recepção.

Tradicionalmente, a propagação rádio de canais SISO (*Single-Input Single-Output*), caracterizou-se mediante parâmetros como efeito Doppler, desvanecimento rápido e lento, entre outros. Seguidamente, serão descritos estes fenómenos.

2.2.1. Efeito Doppler

A velocidade do móvel provoca um deslocamento em frequência -o efeito Doppler- que consiste na diferença entre a frequência com que é recebida uma

réplica e a frequência de emissão desta. Para a radiação electromagnética o efeito Doppler é descrito pela equação

$$f' = f \sqrt{\frac{1 \mp \beta}{1 \pm \beta}} \quad (2.7)$$

onde

$$\beta = \frac{V}{c} \quad (2.8)$$

com f' a frequência recebida, f a frequência da fonte, V é a componente da velocidade do móvel na direcção do receptor e c a velocidade da luz.

O sinal negativo do numerador e o positivo do denominador referem-se à situação em que a fonte e o detector se estão a afastar. O sinal positivo no numerador e o negativo no denominador referem-se à situação em que a fonte e o detector se estão a aproximar.

O comprimento de onda observado é maior ou menor consoante a sua fonte se afaste ou se aproxime do observador.

No caso de aproximação, a frequência aparente da onda recebida pelo observador fica maior do que a frequência emitida. Pelo contrário, no caso de afastamento, a frequência aparente diminui.

2.2.2. Desvanecimento rápido

A principal causa do desvanecimento rápido (*fast fading*) é a propagação multipercurso, ou seja, os objectos do ambiente produzem reflexões e *scattering* que fazem com que o sinal transmitido chegue em forma de múltiplas repetições, mas modificadas em fase e ângulo de chegada.

Existem várias técnicas que permitem lutar contra os efeitos do desvanecimento rápido, tais como, a diversidade no tempo, a diversidade em frequência e a diversidade espacial.

A diversidade no tempo depende basicamente da interpolação ou interleaving simbólico, detecção e códigos de correção de erros.

A diversidade em frequência é baseada na largura de banda de coerência. Tendo em conta que, quando as diferenças entre duas frequências excedem certo valor, são vistas como duas bandas sofrendo efeitos essencialmente descorrelacionados.

A diversidade espacial utiliza diversidade nas antenas, de transmissão ou recepção, para resolver o problema do desvanecimento rápido. A estação de base diversifica e consolida o sinal recebido através dos canais principais e de diversidade. A qualidade destes sinais é assegurada pela independência das antenas.

2.2.3. Desvanecimento lento

O desvanecimento lento (*slow fading*) produz-se como consequência da variabilidade do ambiente em que se move o sinal.

Os obstáculos reduzem o nível do sinal captado pelo receptor. Esta atenuação, inerente ao canal rádio, é conhecida como desvanecimento lento ou *shadowing*. A redução do nível do sinal devido a este desvanecimento é transitória se o obstáculo está em movimento. A duração da perda pode ser de poucos milissegundos ou prolongar-se dependendo de factores como a natureza do obstáculo.

Vemos, na figura seguinte, os perfis que apresentam ambos tipos de desvanecimentos, rápido (fast) e lento (slow).

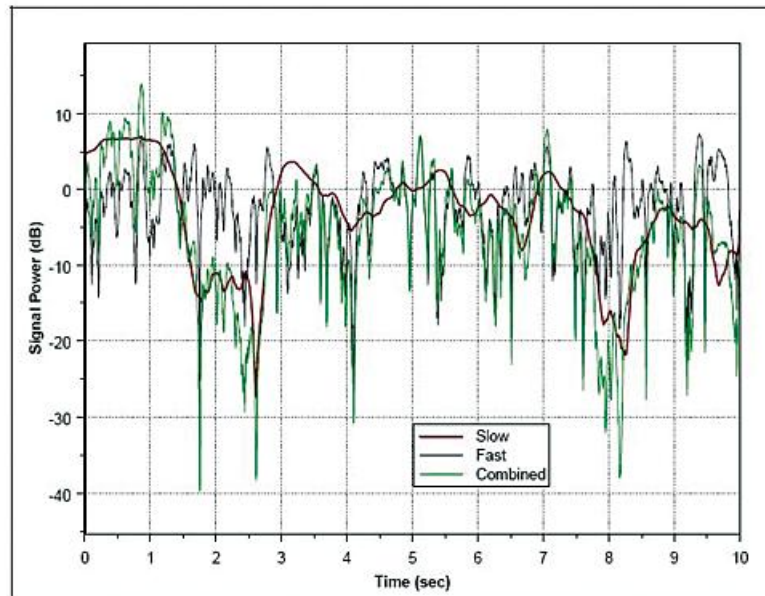


Figura 2.6 Desvanecimento rápido e lento

2.2.4. Perfil de atraso

Num canal com multipercurso, cada componente percorre um caminho diferente entre transmissor e receptor e, portanto, o tempo de chegada de cada componente ao receptor será, em regra, distinto. Dessa forma, o sinal resultante recebido será composto por um conjunto de versões do sinal enviado, que possuem atrasos entre si. O gráfico que mostra cada componente significativa de multipercurso, a sua potência e o instante de tempo de chegada, é denominado perfil de potência do atraso (power delay profile), por exemplo, o mostrado na figura seguinte.

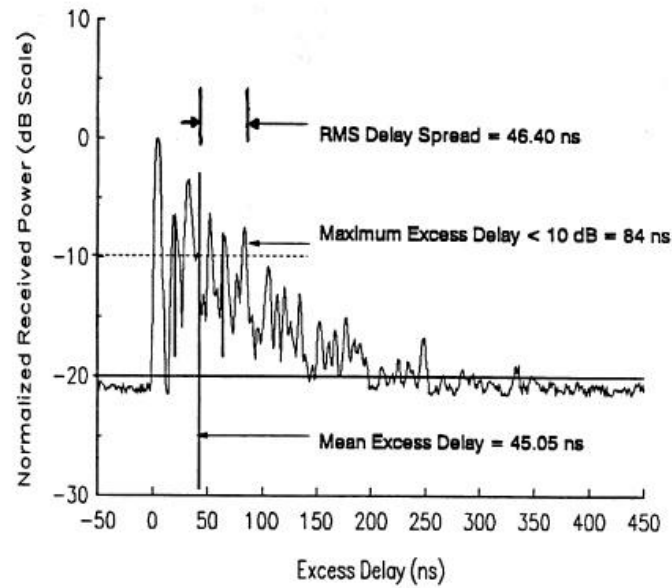


Figura 2.7 Perfil de potência do atraso

A partir do perfil de potência do atraso, podem extrair-se parâmetros importantes, tais como:

- Atraso médio (*mean excess delay*)
- Atraso máximo (*maximum excess delay*)
- Espalhamento do atraso rms (*rms delay spread*)

O atraso médio não é mais que a média pesada pela respectiva potência do atraso das componentes multipercurso em relação à primeira componente que chega ao receptor. O atraso máximo corresponde ao atraso, relativo à primeira componente recebida, para o qual a energia cai X dB abaixo do maior nível recebido. Por último, o espalhamento do atraso rms mede o espalhamento temporal do perfil de atraso em torno do atraso médio e é uma medida comumente usada para medir dispersão temporal em ambientes multipercurso. Este parâmetro condiciona a interferência inter simbólica: ou seja se a duração do símbolo se torna comparável ao espalhamento do atraso ocorrerá este tipo de interferência. São parâmetros muito úteis para analisar o desempenho da comunicação quanto à taxa de erros.

2.2.5. Banda de coerência

Banda de coerência é a faixa de frequências na qual um canal actua de forma igual ou, pelo menos, de forma muito parecida, sobre todas as frequências de um sinal transmitido através dele. O canal, dentro da banda de coerência, é considerado plano, isto é, todas as componentes espectrais atravessam o canal sofrendo o mesmo ganho e com variação linear de fase. Isto significa que, quaisquer duas componentes de frequência situadas na banda de coerência terão uma alta correlação, ou seja, é muito provável que os efeitos impostos pelo canal sejam os mesmos para ambas as frequências. A forma de definição da banda de coerência não é única, mas é vulgarmente relacionada a parâmetros de dispersão temporal do sinal. Se for definida como a banda na qual a função de correlação entre as frequências está acima de 0.9, a banda de coerência é dada, aproximadamente, por:

$$B_c \cong \frac{1}{50 \sigma_\tau} \quad (2.9)$$

onde: σ_τ é o espalhamento temporal rms [s]

Se a definição for menos rígida, de forma que a banda de coerência seja definida para a faixa de frequências com correlação superior a 0.5 apenas, a definição fica:

$$B_c \cong \frac{1}{5 \sigma_\tau} \quad (2.10)$$

Cabe realçar que as relações (2.8) e (2.9) não possuem qualquer base teórica. Como foram obtidas empiricamente, muitas vezes tais relações não são observadas na prática, sendo citadas no texto apenas para ilustrar, de forma qualitativa, a variação na banda de coerência conforme a correlação estipulada.

Um conceito muito ligado à banda de coerência é o de selectividade. A selectividade não é mais do que o tratamento diferenciado que o canal impõe a faixas de frequências distintas, por não ter o comportamento plano em todas as frequências de interesse.

Quando a largura de banda do sinal a ser transmitido é menor do que a banda de coerência do canal, o sistema é denominado de banda estreita. O sinal será pouco afectado pela selectividade do multipercurso, ou seja, toda a faixa ocupada pelo sinal estará numa região aproximadamente plana do canal. Por outro lado, se a largura de banda do sinal é maior do que a banda de coerência do canal, o sistema é chamado de banda larga. Portanto, o sinal será muito afectado pela selectividade do canal [10][12].

2.3. Sistemas MIMO

Um sistema MIMO é um enlace entre múltiplas antenas transmissoras e múltiplas antenas receptoras. O princípio de funcionamento é a transmissão em paralelo de informação através dum agregado de antenas transmissoras e receptoras situadas a uma distância fixa umas das outras. Com esta configuração consegue-se diversidade espacial. Isto confere ao sistema uma maior complexidade, mas consegue obter do canal uma capacidade superior à que se obteria com um sistema tradicional SISO.

No canal rádio móvel, o modelo MIMO em ambiente multipercurso representa-se numa maneira simples na figura 2.8; na que, para cada combinação possível, entre uma antena transmissora e uma antena receptora, assumimos que se produzem L trajectos diferentes, definidos pela sua amplitude complexa (α), o atraso até a chegada ao receptor (τ), os ângulos que definem a direcção de chegada (*Direction Of Arrival*, DOA) e os ângulos que definem a sua direcção de partida (*Direction Of Departure*, DOD).

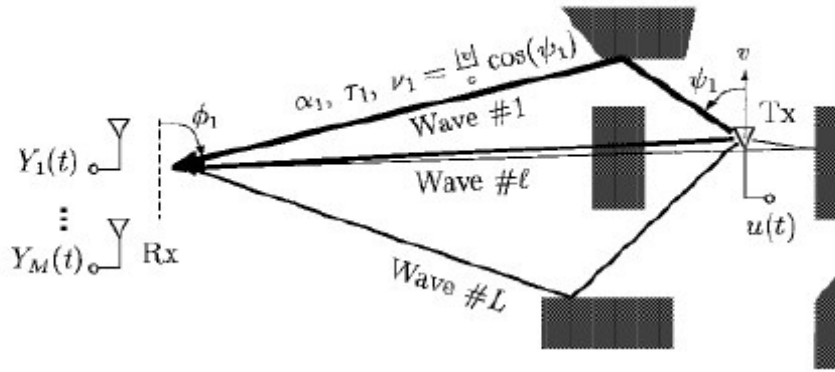


Figura 2.8 Propagação multipercursos no canal rádio móvel [33]

2.3.1. Capacidade MIMO

Para um sistema sem memória com uma antena transmissora e outra antena receptora (SISO), como o da figura 2.9, a capacidade máxima do sistema expressa-se [13]:

$$C_{SISO} = \log_2 \left(1 + \rho |h(t)|^2 \right) \text{ bps/Hz} \quad (2.11)$$



Figura 2.9 Esquema dum sistema SISO

onde $h(t)$ é a resposta instantânea complexa normalizada do canal, e ρ é a relação sinal-ruído (SNR) no receptor. No caso de aumento do número de antenas em recepção (*Single-Input Multiple-Output* SIMO), figura 2.10 b), a capacidade máxima é:

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{i=1}^M |h_i(t)|^2 \right) \text{ bps / Hz} \quad (2.12)$$

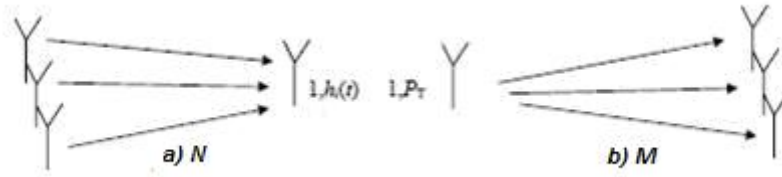


Figura 2. 10 Esquema dum sistema a) MISO e b) SIMO

onde M é o número de antenas receptoras, e $h_i(t)$ é a resposta complexa normalizada do canal na i -ésima antena. A capacidade quando se utiliza diversidade em recepção tem um aumento logarítmico com o número de antenas, parecido a um aumento de ρ . Outra possibilidade seria aumentar o número de antenas transmissoras dotando o sistema de diversidade espacial na transmissão (*Multiple-Input Single-Output* MISO), figura 2.10 a). A capacidade resultante é:

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N} \sum_{i=1}^N |h_i(t)|^2 \right) \text{bps / Hz} \quad (2.13)$$

onde N é o número de antenas transmissoras e $h_i(t)$ é a resposta complexa normalizada do canal quando se transmite pela i -ésima antena. A normalização da relação sinal-ruído com o número de antenas transmissoras deve-se à restrição de que a potência total transmitida deve ser constante para que todos os casos sejam comparáveis, ou seja, que a soma das potências de cada antena transmissora seja constante e de valor P_T [14].

Como extensão dos sistemas anteriores, se forem usadas várias antenas, tanto transmissoras como receptoras, teremos um sistema MIMO, apresentado na figura seguinte:

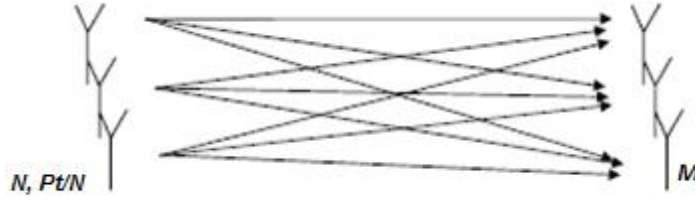


Figura 2. 11 Esquema dum sistema MIMO

O modelo mais simples dum canal MIMO é:

$$r = Gs + n \quad (2.14)$$

onde r é o vector complexo de dimensões $M \times 1$ e representa o sinal recebido nas M antenas receptoras, G é a matriz de dimensão $M \times N$, onde cada elemento G_{ij} é a resposta do canal quando transmite a antenna j e recebe a antenna i , s é um vector $N \times 1$ que representa os sinais transmitidos pelas N antenas transmissoras e n é o vector ruído das mesmas dimensões que r . A capacidade máxima expressa-se:

$$C_{MIMO} = \log_2 \left(\det \left[I_M + \frac{\rho}{N} H(t) H^H(t) \right] \right) bps / Hz \quad (2.15)$$

onde $(^H)$ indica transposto conjugado, I_M é a matriz identidade de dimensão $M \times M$, H é a matriz G normalizada de maneira que o valor médio de $|H_{ij}|$, $E(|H_{ij}|) = 1$. H deve conhecer-se no receptor para recuperar adequadamente o sinal. Demonstra-se em [15] e [16] que o aumento da capacidade máxima teórica para um sistema destas características tem um incremento linear com o número de antenas.

2.4. Modelos de propagação

As previsões do nível de sinal e cobertura são de vital importância no desenho de sistemas de rádio móvel. Para o estudo e planificação da propagação existem

actualmente dois tipos de modelos de propagação bem diferenciados: por um lado estão as ferramentas deterministas e por outro as técnicas empíricas (e a mistura de ambos). Estes modelos de propagação são um conjunto de expressões matemáticas, diagramas e algoritmos usados para representar total ou parcialmente as características do canal rádio num dado ambiente.

Os modelos determinísticos ou teóricos distinguem-se por se basearem nos princípios fundamentais dos fenómenos de propagação rádio e, é por isso, que podem ser aplicados aos diferentes ambientes sem que afecte a sua precisão. Na prática, a sua implementação, usualmente, requer grande quantidade de dados das características do meio. Os algoritmos que utilizam os modelos determinísticos são geralmente muito complexos e, portanto, muito lentos na hora de aplicá-los.

Os modelos empíricos ou estatísticos são baseados em medições e, por consequência, têm em conta as influências ambientais sem importar o facto de que estas possam ser reconhecidas em separado. Esta é a sua principal vantagem uma vez que sua precisão não depende só da exactidão das medições, mas também da semelhança entre o meio analisado e o contexto onde se levam a cabo. A sua eficiência computacional é geralmente satisfatória.

Os modelos mistos baseiam-se numa combinação dos modelos determinísticos e empíricos, que faz com que haja uma grande variedade de combinações [17].

2.4.1. Modelos determinísticos

Uma destas ferramentas determinísticas é o modelo de traçado de raios (*ray tracing*), figura 2.12, que não só consegue prever a potência recebida, mas também outras características do canal, incluindo o perfil de potência do atraso (*power delay profile*) em cada localização. Estas técnicas são baseadas em aproximações de alta frequência e, fundamentalmente, na óptica geométrica (GO) completada com a teoria uniforme da difracção (UTD), e utilizam diferentes

algoritmos de traçado e lançamento de raios. Não obstante estas técnicas terem vindo a assumir cada vez maior importância devido, fundamentalmente, à maior velocidade e capacidade dos computadores e ao desenvolvimento de algoritmos de execução mais rápidos e eficientes, todavia, ficam por resolver problemas relacionados com a precisão e a caracterização electromagnética para estruturas de edificação e materiais reais.

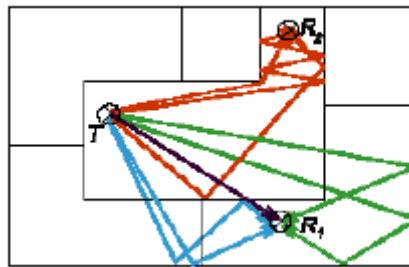


Figura 2. 12 Modelo Ray Tracing

2.4.2. Modelos empíricos

Existem diferentes modelos empíricos que são desenvolvidos a partir de medições. Destas medições extrai-se um modelo matemático, com base em certos parâmetros como a frequência, distância, tipo de terreno, altura das antenas, entre outros, que permite prever a perda que ocorre no campo de medição. Estes modelos são mais populares do que os determinísticos já que são mais fáceis de utilizar e não precisam dum mapa detalhado da zona de interesse.

Dentro deste grupo, vale a pena destacar o modelo de Hata-Okumura, uma vez que Okumura foi o primeiro a propor um modelo estatístico. Este modelo calcula a atenuação, tendo em conta a percentagem de edifícios no trajecto Emissor - Receptor e as características do terreno. Depois podemos citar outros como, o modelo de Egli, o modelo Longley-Rice e o modelo de COST 231-Walfisch-Ikegami, baseado nos modelos Walfisch-Bertoni e Ikegami, etc [7].

2.4.3. Modelos de canal direccional

Num sistema de comunicação rádio, o fenómeno de multipercurso pode limitar o desempenho do sistema, provocando desvanecimentos no sinal recebido ou interferência.

Em sistemas que usam múltiplas antenas em pelo menos um dos terminais (SIMO, MISO ou MIMO) é muito importante caracterizar a distribuição angular (ou espacial) das componentes de multipercurso, para assim, determinar o desempenho do enlace rádio, já que tais sistemas exploram esta diversidade de componentes.

Todos os modelos descritos abaixo foram originalmente propostos para canal direccional. Só mais tarde, alguns deles foram adaptados para a realidade MIMO. A matriz de transferência H do canal MIMO, nos ditos modelos, é a mesma, variando somente a sua maneira de obtenção.

2.4.3.1. Modelo de Lee

No modelo de Lee, os obstáculos estão uniformemente distribuídos num anel circular ao redor do móvel.

Cada um dos obstáculos representa o efeito de vários outros dentro da mesma região, por isso, os obstáculos pertencentes ao anel são chamados de obstáculos efectivos.

O modelo foi desenvolvido para prever com eficiência a correlação entre os sinais recebidos por duas antenas em função do espaçamento entre elas. Como a matriz de correlação de um conjunto de antenas pode ser determinada a partir da correlação entre qualquer par de elementos deste conjunto, o modelo possui aplicação para um conjunto de antenas com qualquer número de elementos [18][19].

O nível de correlação determinará o desempenho do sistema. Em geral, quanto maior o espalhamento angular, menor será a correlação entre os elementos do conjunto, o que gera um maior ganho de diversidade.

2.4.3.2. Modelos GBSB

Os modelos GBSB (*Geometrically Based Single Bounce*) são definidos por uma função de densidade de espalhamento espacial e são úteis para simulação e análise de cenários.

O uso destes modelos para simulação consiste em colocar aleatoriamente espalhadores numa dada região de estudo de acordo com a função densidade de espalhamento espacial.

A partir da localização de cada espalhador, determina-se o ângulo de chegada (AOA), o tempo de chegada (TOA) e a amplitude do sinal recebido.

Com base na função densidade de espalhamento, pode obter-se a função densidade de probabilidade marginal e conjunta do ângulo de chegada (AOA) e tempo de chegada (TOA). Tais funções estatísticas permitem determinar o desempenho do conjunto de antenas.

Duas variações do modelo GBSB têm sido bastante utilizadas: o modelo circular (*Geometrically Based Single Bounce Circular Model*), que é usado em cenários macrocelulares, onde a estação base é mais alta que os espalhadores; e o modelo elíptico (*Geometrically Based Single Bounce Elliptical Model*), que é mais usado para cenários microcelulares [18][19].

O modelo circular é baseado numa distribuição circular dos espalhadores na região em redor do móvel. No modelo elíptico, os espalhadores são uniformemente distribuídos dentro da elipse, cujos focos são o transmissor e receptor.

2.4.3.3. Modelo GWSSUS

O modelo estatístico GWSSUS (*Gaussian Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering*) faz suposições com respeito à forma do vector correspondente ao sinal recebido, que possui uma distribuição Gaussiana descorrelacionada e estacionária no sentido lato. A motivação de tal modelo é determinar uma equação geral para a matriz de correlação do sinal recebido [18][19]. Os espalhadores são agrupados e dispostos no cenário aleatoriamente.

O modelo possui um resultado satisfatório para a forma da matriz de covariância do sinal. Porém, como não indica o número ou a posição dos conjuntos de espalhadores, necessita de informação adicional para aplicações em simulação de ambientes típicos.

2.4.3.4. Modelo de Rayleigh

O modelo de Rayleigh foi desenvolvido tanto para análise de correlação dos sinais quanto para a simulação do canal. O ambiente de propagação é bastante denso com grandes reflectores.

Neste modelo, a intensidade do sinal recebido tem uma distribuição complexa Gaussiana em todas as direcções caracterizadas a partir do móvel. É um modelo que apresenta boa concordância dos seus resultados para correlação entre os sinais e as medidas.

2.4.3.5. Modelos GSM

Dois modelos espaciais foram desenvolvidos para simulações aplicáveis ao sistema GSM (*Global System for Mobile Communications*). O modelo *Typical Urban* (TU) foi desenvolvido para possuir propriedades temporais apropriadas para ambientes de grandes cidades, enquanto o *Bad Urban* (BA) foi desenvolvido para

modelar ambientes com grande espalhamento no tempo e com espalhadores de relevo que não estão na vizinhança do móvel.

No modelo TU, 120 espalhadores são colocados aleatoriamente no interior de um círculo de raio igual a 1 km centrado no móvel. As posições dos espalhadores são mantidas fixas durante o tempo que o móvel demora a percorrer a distância de 5 metros. Ao final dos 5 metros, os espalhadores retornam às suas posições originais em relação ao móvel.

A diferença entre os modelos BU e TU está na presença adicional de um outro círculo de 1 km de raio que está a 45° do primeiro círculo, contendo outro conjunto de 120 espalhadores, como mostra a figura 2.13 abaixo:

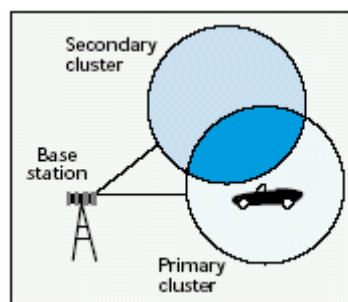


Figura 2.13 Geometria modelo Bad Urban [19]

A potência média do sinal recebido através do segundo conjunto de espalhadores é 5 dB mais baixa. A presença deste segundo conjunto resulta num aumento no espalhamento angular e no espalhamento no tempo.

2.4.3.6. Modelo de Saleh-Valenzuela

Este modelo foi desenvolvido para caracterizar o ângulo de chegada (AOA), o tempo de chegada (TOA) e a amplitude complexa. É baseado na observação de que as componentes de multipercurso chegam em grupos à antena receptora, sendo, por isso, utilizado em ambientes interiores.

O modelo supõe que tanto o AOA quanto o TOA são estatisticamente independentes. O tempo de chegada, tanto para os conjuntos de espalhadores, como para os raios dentro de cada conjunto, possui uma distribuição de Poisson. Os ângulos de chegada dos conjuntos são uniformemente distribuídos entre $[0, 2\pi]$ e os ângulos de chegada dos raios dentro de um conjunto são modelados por uma distribuição Laplaciana [18][19].

3. Algoritmos de Elevada Resolução

Recentemente, vários algoritmos de elevada resolução têm sido usados para estimar os parâmetros do canal com objectivo de validar os modelos espaciais - temporais. Os algoritmos que vão ser apresentados neste capítulo pretendem estimar o número e características dos sinais multipercurso que chegam a um dado receptor, num ambiente como, por exemplo, o que se mostra na figura seguinte.

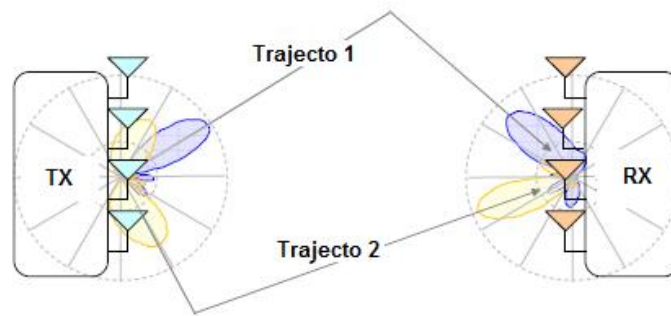


Figura 3.1 Ambiente multipercurso com agregados de antenas em transmissão e recepção

As características serão amplitude, fase, atraso, azimuth e elevação de cada componente multipercurso que chega ao local de estimação. Esta estimativa faz-se à custa do conhecimento da resposta em frequência ou resposta impulsiva de vários sensores (antenas) – dados observáveis – organizados num array regular ou não. A solução deverá naturalmente descrever satisfatoriamente o sinal em todos os sensores e normalmente teremos que assumir à partida a existência de um determinado número de componentes multipercurso. Trata-se de um problema complexo pois existem muitas variáveis e não sendo as relações lineares qualquer algoritmo de força bruta não conseguirá uma solução num curto espaço de tempo.

Estes algoritmos podem ser classificados em dois grupos: estimação paramétrica baseada no subespaço e estimação paramétrica determinística [20].

MUSIC e ESPRIT são exemplos de algoritmos que se enquadram no primeiro grupo [21][22], e que serão explicados de maneira superficial. Algoritmos baseados

no estimador de máxima verosimilhança – ML (*Maximum Likelihood*) – tais como os algoritmos EM (*Expectation Maximization*) e SAGE (*Space-Alternating Generalized Expectation Maximization*) são exemplos que se enquadram no segundo grupo [23][24][25], que serão apresentados, seguidamente, de forma mais aprofundada visto que são objecto de estudo e análise nesta tese.

3.1. Algoritmo MUSIC

O algoritmo MUSIC (*MUltiple Signal Classification*) é uma técnica de alta resolução para classificação de múltiplos sinais, baseada na estrutura dos valores singulares da matriz de co-variância do sinal de entrada, que providencia informação do número de sinais incidentes. Pode dizer-se, sem entrar na formulação do mesmo, que se apoia no ponto de vista geométrico do problema para a obtenção da estimativa dos parâmetros do sinal. Este algoritmo tem uma alta resolução na estimativa das fontes, no entanto o agregado requer calibração com muita precisão e exactidão [26].

3.2. Algoritmo ESPRIT

O algoritmo ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*) é um método de estimação do DOA (Direction Of Arrival) robusto e computacionalmente eficiente. Os elementos do agregado precisam de formar pares enlaçados com um mesmo vector de deslocamento, isto é, o segundo elemento de cada par deve estar deslocado na mesma distância e na mesma direcção relativa ao primeiro elemento [27], o que limita a flexibilidade da estrutura do agregado.

Tanto o algoritmo ESPRIT como o MUSIC não conseguem fazer a actualização das fontes em tempo real. Isto porque precisam de realizar a decomposição dos valores singulares da matriz de co-variância, formada com os dados das amostras obtidas na saída do agregado das antenas, cada vez que se requer uma actualização dos ângulos de chegada (DOA's) dos sinais. A decomposição de

valores singulares é necessária para a obtenção do subespaço de sinal no qual se baseia o funcionamento destes algoritmos. Os algoritmos implicam uma grande carga computacional devido a estes cálculos, que se realizam cada vez que se toma uma amostra do agregado das antenas. Por isso, estes métodos tornam-se ineficientes quando precisamos de estimar o DOA continuamente ou quando o número de elementos do agregado é elevado [22].

3.3. Algoritmo EM

O algoritmo EM (Expectation-Maximization) é um método iterativo que tenta obter o estimador ML dum conjunto de parâmetros, $\theta = [\theta_1, \dots, \theta_p]^T$, a partir das observações, $y = [y[0], \dots, y[M]]^T$. Em muitos problemas a maximização directa da função de verosimilhança, $p(y; \theta)$, torna-se complexa e não é possível encontrar de forma exacta e fechada o estimador ML. Nestes casos, o algoritmo EM aborda o problema supondo que o valor óptimo de θ não depende unicamente das observações disponíveis, denominadas espaço incompleto (observável), mas também do espaço completo (não observável), $X_l(t)$. A relação entre ambos espaços apresenta-se na figura 3.2:

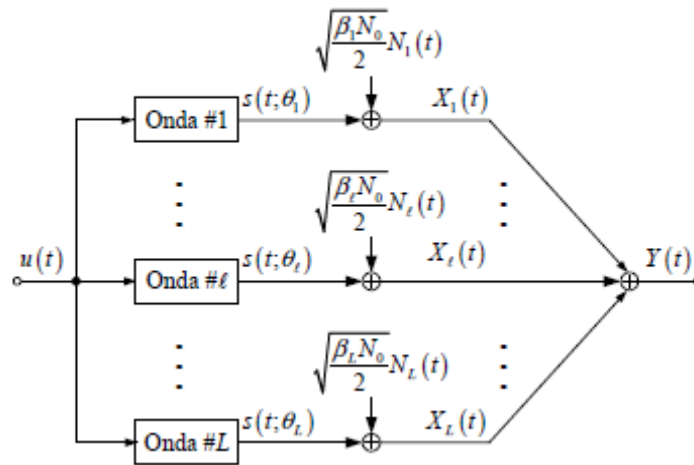


Figura 3.2 Relação entre o espaços completo, $X_l(t)$, e incompleto, $Y(t)$ [37]

A partir do espaço incompleto de dados e do espaço completo pode construir-se o conjunto completo de dados, que permite formular o estimador ML de forma alternativa como

$$\begin{aligned}
\hat{\theta}_{ML} &= \arg \max_{\theta} \ln p(y; \theta) = \\
&= \arg \max_{\theta} \{ \ln p(z, y; \theta) - \ln p(z | y; \theta) \} = \\
&= \arg \max_{\theta} \{ E_{z|y} (\ln p(z, y; \theta)) - E_{z|y} (\ln p(z | y; \theta)) \}
\end{aligned} \tag{3.1}$$

onde $E_{z|y}(\cdot)$ denomina a esperança matemática respeitante a $p(z/y; \theta)$, que não afecta a formulação original do estimador ML e que permite eliminar a dependência de 3.1 dos dados ocultos, não observáveis.

Ainda que a última equação de 3.1 possa parecer mais difícil de maximizar que a expressão original, o principal resultado teórico relacionado com o algoritmo EM garante que o incremento de $E_{z|y}(\ln p(z, y; \theta))$ provoca um aumento da função de log-verosimilhança, $\ln p(y; \theta)$. Em consequência, o algoritmo EM maximiza o dito termo e faz, unicamente, dois passos de maneira iterativa [28]:

1. Etapa E (Expectativa ou Esperança Matemática): Calcula a esperança matemática de $\ln p(z, y; \theta)$ respeitante a $\ln p(z | y; \hat{\theta}_{EM}^{k-1})$, $Q(\theta, \hat{\theta}_{EM}^{k-1})$, sendo $\hat{\theta}_{EM}^{k-1}$ a estimativa do vector de parâmetros obtida na iteração anterior.
2. Etapa M (Maximização): Encontra a estimativa k-ésima do vector de parâmetros, $\hat{\theta}_{EM}^k$, como o valor de θ que maximiza a esperança matemática obtida na etapa anterior. Isto é, $\hat{\theta}_{EM}^k = \arg \max_{\theta} Q(\theta, \hat{\theta}_{EM}^{k-1})$.

A principal vantagem do algoritmo EM face aos métodos iterativos, usados para maximizar $p(y; \theta)$, é que usando condições pouco restritivas, a sua convergência

está assegurada. Pode demonstrar-se que, se $Q(\theta, \hat{\theta}_{EM}^{k-1})$ é contínua, tanto em θ como em $\hat{\theta}_{EM}^{k-1}$, o algoritmo converge para um ponto estacionário da função de log-verosimilhança [29]. Visto que, além disso, a etapa M garante que em cada iteração se aumenta a verosimilhança, este ponto estacionário deve ser, necessariamente, um máximo [28]. Desafortunadamente, ainda que o algoritmo EM proporcione bons resultados, em geral, também apresenta alguns inconvenientes importantes:

1. Quando a função de verosimilhança é multimodal o algoritmo EM converge, em geral, para um máximo local cujo valor depende da condição inicial.
2. Nalguns problemas pode ser difícil encontrar uma expressão fechada de $Q(\theta, \hat{\theta}_{EM}^{k-1})$ na etapa E, e/ou, levar a cabo a sua maximização na etapa M.
3. Ainda que nalguns casos exista um conjunto de dados não observáveis “naturais”, habitualmente, a sua selecção é arbitrária e condiciona o desempenho do algoritmo de maneira significativa. Em geral, quanto mais informação adicional estes dados concedem, mais simples se torna a etapa M, mas isto atribui mais complexidade à etapa E tornando mais lenta a convergência do algoritmo [30][31].

Têm sido propostos numerosos métodos que limitam a complexidade do algoritmo EM e que, ao mesmo tempo, aceleram a sua velocidade de convergência [32]. Nesta tese considera-se um deles: o algoritmo SAGE.

3.4. Algoritmo SAGE

O algoritmo SAGE, como qualquer método baseado no algoritmo EM, resolve o problema da estimação dos parâmetros do canal de forma iterativa: em cada iteração calcula-se uma estimativa da função relacionada com a verosimilhança das observações e, depois, é maximizada para obter uma estimativa dos parâmetros.

3.4.1. Modelos de canal e sinal

Antes de começar com a descrição matemática do algoritmo SAGE apresentaremos o modelo de canal e o modelo de sinal (com a nomenclatura que será utilizada).

Sendo o canal rádio móvel, o modelo genérico é SIMO [33], com um agregado de antenas em recepção, e num ambiente multipercurso. Assumimos que se produzem L trajectos ou ondas diferentes, estando o l -ésimo definido pela sua amplitude complexa α_l , o atraso até à sua chegada ao receptor τ_l , o azimute de chegada ϕ_l e a elevação de chegada ϑ_l . Este conjunto de parâmetros θ_l é o que tratamos de estimar com o algoritmo SAGE.

$$\theta_l = [\alpha_l, \tau_l, \phi_l, \vartheta_l] \quad (3.2)$$

A partir do canal definido, ou seja, L trajectos caracterizados por um conjunto de parâmetros θ_l , com um agregado de M antenas receptoras, definimos o modelo de sinal. As posições do agregado, com respeito a um ponto de referência, são r_1, \dots, r_M . A contribuição da onda l -ésima à saída do agregado é:

$$\begin{aligned} s(t; \theta_l) &= [s_1(t; \theta_l), \dots, s_M(t; \theta_l)] = \\ &= \alpha_l f(\phi_l, \theta_l) c(\phi_l, \theta_l) u(t - \tau_l) \end{aligned} \quad (3.3)$$

onde $f(\phi_l, \theta_l)$ representa o diagrama de radiação do elemento do agregado, $u(t)$ é o sinal de banda base transmitido e o vector M dimensional $c(\phi, \theta)$ denomina por vector de ‘steering’ do agregado e representa a resposta do agregado a uma onda incidente com direcção (ϕ, θ) , contabilizando as diferenças de fase apresentadas pelo sinal em cada elemento do agregado devido a uma pequena diferença na distância total percorrida.

O sinal de saída do agregado receptor é o vector $Y(t) = [Y_1(t), \dots, Y_M(t)]^T$ -a soma das contribuições das ondas e do vector de ruído -, N_0 denota uma constante e $N(t)$ representa um vector de ruído complexo:

$$Y(t) = \sum_{l=1}^L s(t; \theta_l) + \sqrt{\frac{N_0}{2}} N(t) \quad (3.4)$$

3.4.2. Descrição do algoritmo SAGE

A ideia do SAGE, e a sua maior diferença em relação ao EM [34], baseia-se em 2 conceitos:

- Separa os parâmetros em vários subconjuntos, que podem estar sobrepostos de tal forma que, em cada iteração, alguns dos subconjuntos permaneçam fixos enquanto outros são actualizados.

- Introduz-se um espaço oculto de dados respeitantes aos parâmetros. Suporemos que as nossas observações, que são conhecidas, estão incompletas e que existe um conjunto completo de dados, não observáveis, que está relacionado com essas observações estatisticamente com a função de probabilidade que depende dos parâmetros a estimar.

Portanto, em vez de fazer uma estimação simultânea, como no EM clássico, o SAGE realiza-a sequencialmente para melhorar a taxa de convergência e reduzir a complexidade da maximização [35]. Os passos a seguir pelo algoritmo são:

1. Inicialização dos parâmetros.
2. (Uma iteração começa) Decomposição do sinal.
3. Escolha dum espaço completo de dados para os parâmetros.

4. Aplicação das equações: passos E (Expectation) e M (Maximization).

5. (Uma iteração acaba) Avaliação da convergência: se não se consegue ou nem finalizam as iterações, volta ao passo 2.

O diagrama de fluxo do algoritmo é mostrado na figura seguinte:

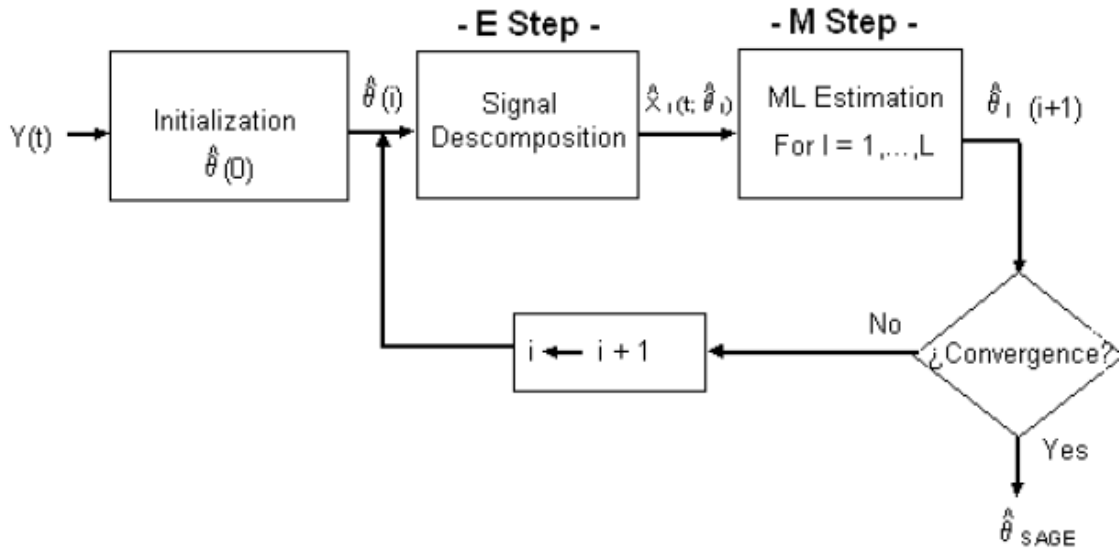


Figura 3.3 Diagrama de fluxo do algoritmo SAGE

Passo E (Expectation): O espaço oculto de dados identifica-se como a contribuição dos sinais individuais $s(t; \theta_l)$ mais o correspondente ruído aditivo, de tal forma que, $X_l(t)$ definido em 3.5 representa o conjunto completo de dados e o sinal recebido $Y(t)$, representa os dados incompletos.

$$X_l(t) = s(t; \theta_l) + \sqrt{\frac{\beta_l N_0}{2}} N_l(t) \quad (3.5)$$

com $\beta_l N_l(t)$ a componente do vector de ruído correspondente à contribuição $s(t; \theta_l)$, definido em 3.3.

Dada uma observação $X_l(t) = x_l(t)$, a verosimilhança logarítmica de θ_l é dada pela expressão 3.6:

$$\Lambda(\theta_l; \hat{x}_l) \propto 2 \int_D \operatorname{Re} \{s(t; \theta_l)^H x_l(t)\} dt - \int_D \|s(t; \theta_l)\|^2 dt \quad (3.6)$$

onde D é o intervalo de tempo da observação. Substituindo 3.3 em 3.6 e, tendo em conta que, $s(t; \theta) = \sum_{l=1}^L s(t; \theta_l)$, é possível demonstrar que o valor da amplitude complexa, que maximiza $\Lambda(\theta_l; \hat{x}_l)$, pode ser expresso em função dos restantes parâmetros $(\tau_l, \phi_l, \mathcal{G}_l)$ [33]

$$\begin{aligned} (\hat{\tau}_l, \hat{\phi}_l, \hat{\mathcal{G}}_l)_{ML}(x_l) &= \arg \max_{[\tau, \phi, \mathcal{G}]} \{z(\tau, \phi, \mathcal{G}; x_l)\} \\ (\hat{\alpha}_l)_{ML}(x_l) &\propto z((\hat{\tau}_l, \hat{\phi}_l, \hat{\mathcal{G}}_l)_{ML}(x_l); x_l) \end{aligned} \quad (3.7)$$

onde

$$z(\tau, \phi, \mathcal{G}; x_l) = c^H(\phi, \mathcal{G}) \int_D u^*(t' - \tau) x_l(t') dt' \quad (3.8)$$

Então podemos dizer que, a estimação ML de θ_l que pretendemos, dada uma observação $X_l(t) = x_l(t)$, é o vector θ_l que faz com que a verosimilhança alcance um máximo. Tendo em conta 3.7, maximizar a verosimilhança é, portanto, o mesmo que maximizar $z(\hat{\tau}_l, \hat{\phi}_l, \hat{\mathcal{G}}_l)$.

Como $X_l(t)$ é inobservável, não se podem aplicar directamente as estimações ML. O passo E consiste em calcular a verosimilhança $\Lambda(\theta_l; \hat{x}_l)$, onde $\hat{x}_l(t; \hat{\theta}_l)$ é uma estimação dos dados “completos” mas inobserváveis baseados na

observação $Y(t) = y(t)$, considerando os parâmetros θ_l estimados previamente.

$$\begin{aligned}
 \hat{x}_l(t; \hat{\theta}^i) &= E \{X_l(t) | y(t); \hat{\theta}^i\} = \\
 &= s(t; \hat{\theta}_l^i) + \left[y(t) - \sum_{l'=1}^L s(t; \hat{\theta}_{l'}^i) \right] = \\
 &= y(t) - \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L s(t; \hat{\theta}_{l'}^i)
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Passo M (Maximization): Limita-se a maximizar a função z definida em 3.8. Para o caso de $\theta_l = [\alpha_l, \tau_l, \phi_l, \mathcal{G}_l]$, consideraremos, com o fim de reduzir a complexidade, três subgrupos divididos em $\{\alpha_l, \tau_l\}$, $\{\alpha_l, \phi_l\}$ e $\{\alpha_l, \mathcal{G}_l\}$. Concatenar os pares dos três subconjuntos resulta nos seguintes procedimentos de actualização, que constitui a etapa M do algoritmo SAGE [36]:

$$\begin{aligned}
 \hat{\tau}_l'' &= \arg \max_{\tau} \left\{ \left| z\left(\tau, \hat{\phi}_l', \hat{\mathcal{G}}_l'; \hat{x}_l(t; \hat{\theta}')
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

onde $z(\tau, \phi, \mathcal{G}; x_l)$ é dado pela equação 3.8; $\hat{x}_l(t; \hat{\theta}_l')$, pela equação 3.9

$$e P_u = \frac{1}{T} \int_D |u(t)|^2 dt.$$

3.4.3. Algoritmo SAGE no domínio da frequência (FD-SAGE)

O algoritmo SAGE também pode ser descrito e implementado no domínio da frequência. Neste caso as equações de 3.10 ficam:

$$\begin{aligned}
 \hat{\tau}_l'' &= \arg \max_{\tau} \left\{ \left| z \left(\tau, \hat{\phi}_l', \hat{g}_l'; \hat{X}_l(f; \hat{\theta}') \right) \right| \right\} \\
 \hat{\phi}_l'' &= \arg \max_{\phi} \left\{ \left| z \left(\hat{\tau}_l'', \phi, \hat{g}_l'; \hat{X}_l(f; \hat{\theta}') \right) \right| \right\} \\
 \hat{g}_l'' &= \arg \max_g \left\{ \left| z \left(\hat{\tau}_l'', \hat{\phi}_l'', g; \hat{X}_l(f; \hat{\theta}') \right) \right| \right\} \\
 \hat{\alpha}_l'' &= \frac{1}{MN} z \left(\hat{\tau}_l'', \hat{\phi}_l'', \hat{g}_l''; \hat{X}_l(f; \hat{\theta}') \right)
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

com N o número de amostras no domínio da frequência e $\hat{X}_l(f; \hat{\theta}')$:

$$\hat{X}_l(f; \hat{\theta}') = H(f) - \sum_{\substack{\ell'=1 \\ \ell' \neq \ell}}^L S(f; \hat{\theta}') \tag{3.12}$$

onde $H(f)$ é a função de transferência do canal e $S(f; \hat{\theta}')$ é cada contribuição da l-ésima onda para a função de transferência do canal.

4. Cenários, medidas e metodologia de análise

Neste capítulo vamos descrever o sistema de medição utilizado para a obtenção de dados reais do canal rádio, assim como os distintos cenários onde foram realizadas as medidas e a metodologia de análise das mesmas.

4.1. Sistema de medição do canal direccional

O sistema utilizado para a medição do canal direccional nesta tese é o apresentado no diagrama a seguir [37]:

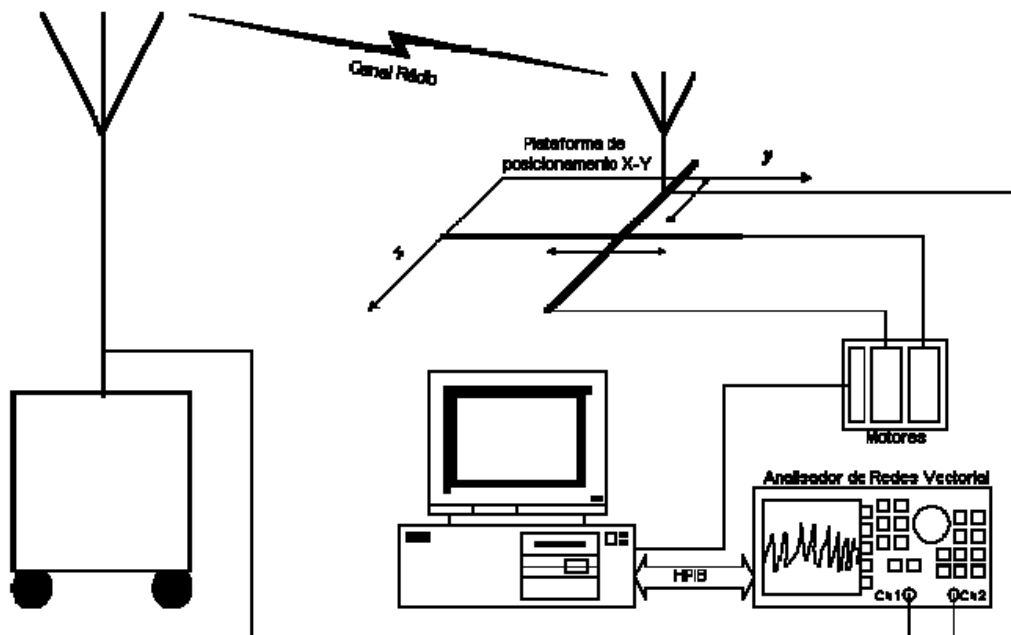


Figura 4.1 Diagrama do sistema utilizado para a medição do canal direccional

Este sistema inclui: uma plataforma de posicionamento (X-Y), os motores que a movimentam, um analisador de redes (HP 8753D), um computador e as antenas, transmissora e receptora.

A plataforma de posicionamento permite gerar um agregado virtual bidimensional, neste caso, rectangular. Obtendo assim, com uma antena em transmissão e uma antena em recepção, que é movida pelas diferentes posições do

suposto agregado receptor, um sistema SIMO. Com o computador, automatizam-se os processos de medida, aquisição e armazenamento de dados.

A implementação e desenho do sistema de medida, assim como os elementos utilizados, foram fundamentados e descritos em [37]. Citaremos apenas, as características mais relevantes que se definiram neste trabalho:

- Foi decidido estudar o canal de propagação na banda dos 2 GHz.
- As medições foram feitas com uma largura de banda de 200 MHz, centrada em 2 GHz. Isto determina uma resolução temporal de 5 ns e uma resolução espacial de 1.5 m.
- A potência transmitida foi de 10 dBm em alguns casos e 14 dBm noutros.
- O agregado virtual utilizado foi de 11x11 elementos espaçados $\lambda/2$.



Figura 4.2 Sistema de medição em campo

4.2. Cenários das medidas

Os dados reais analisados nesta tese, que serão apresentados no capítulo 6, foram medidos em três ambientes diferentes:

- Um ambiente exterior, denominado Outdoor, no que há três cenários distintos: Outdoor 1, Outdoor 2 e Outdoor3.
- Um ambiente exterior-interior, denominado DETI.
- E um ambiente interior, denominado Lab345.

Para cada um destes cenários foram realizados vários ensaios.

4.2.1. Cenários Outdoor 1, 2 e 3

Os cenários Outdoor 1, 2 e 3 são os mostrados nas figuras seguintes, onde as linhas representam os prédios e onde são assinaladas as posições dos receptores e transmissores. Cada par transmissor-receptor forma um ensaio.

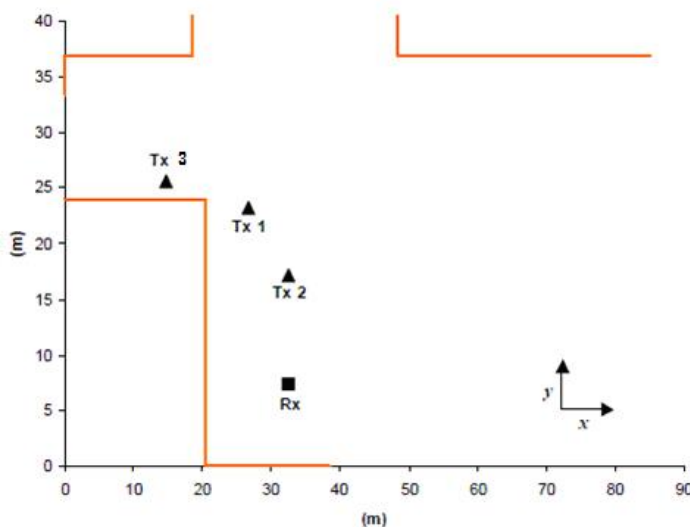


Figura 4.3 Cenário Outdoor 1

No Outdoor 1 foram medidos 3 ensaios: o ensaio 1, 2 e 3 (figura 4.3); que se correspondem com as posições dos transmissores 1, 2 e 3. Neste cenário o receptor fica na mesma posição para os distintos ensaios.

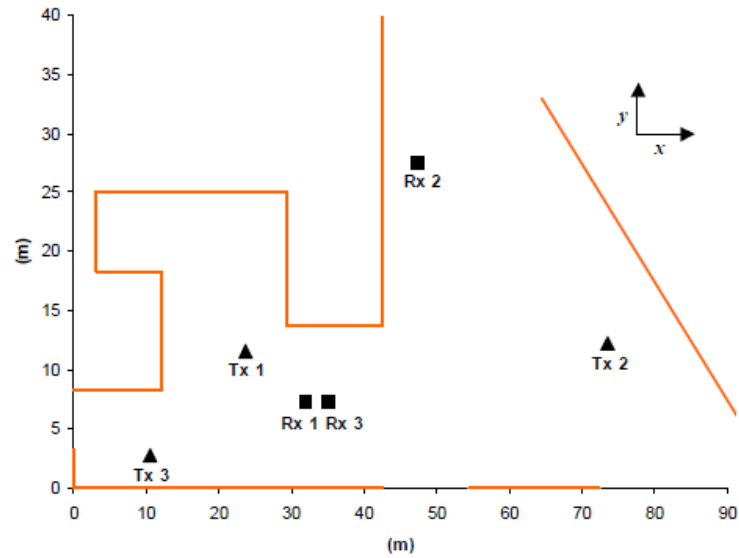


Figura 4.4 Cenário Outdoor 2

Na figura 4.4 do Outdoor 2 estão representadas as posições do ensaio 1 (Tx1-Rx1), ensaio 2 (Tx2-Rx2), ensaio 3 (Tx3-Rx3).

No cenário Outdoor 3 foram medidos os ensaios 1, 2, 3, 4, 5, 6 e 7, como se pode observar na figura 4.5. Neste caso, a posição do receptor também é fixa para todos os ensaios, como no cenário Outdoor 1, e o número designado ao transmissor corresponde-se ao número do ensaio. Cabe destacar que os ensaios 3 e 4 são o mesmo, mas a medição foi repetida devido a alterações no canal durante a aquisição de dados.

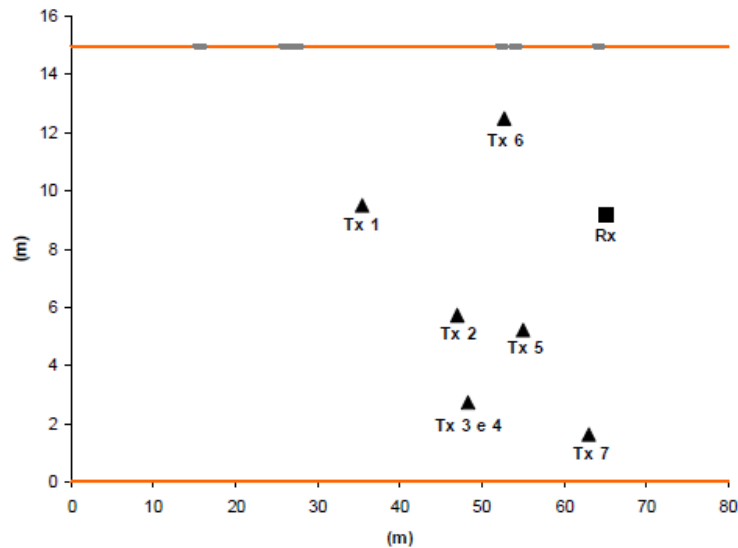


Figura 4.5 Cenário Outdoor 3

4.2.2. Cenário DETI

O cenário DETI é composto por várias salas de aula dum prédio da Universidade de Aveiro, com as suas mesas, cadeiras e restante mobília, e uma parte exterior, entre prédios. Neste cenário outdoor-indoor foram medidos os ensaios 1, 2, 3, 4 e 5, identificados na figura 4.6 com um código de cores; os seus reversos, ou seja, trocando a posição do receptor e do transmissor; e, também, os ensaios mudando algumas condições do espaço envolvente (como, por exemplo, abrindo e fechando as cortinas metálicas ou a porta da sala de aula onde se encontrava o receptor ou o transmissor).

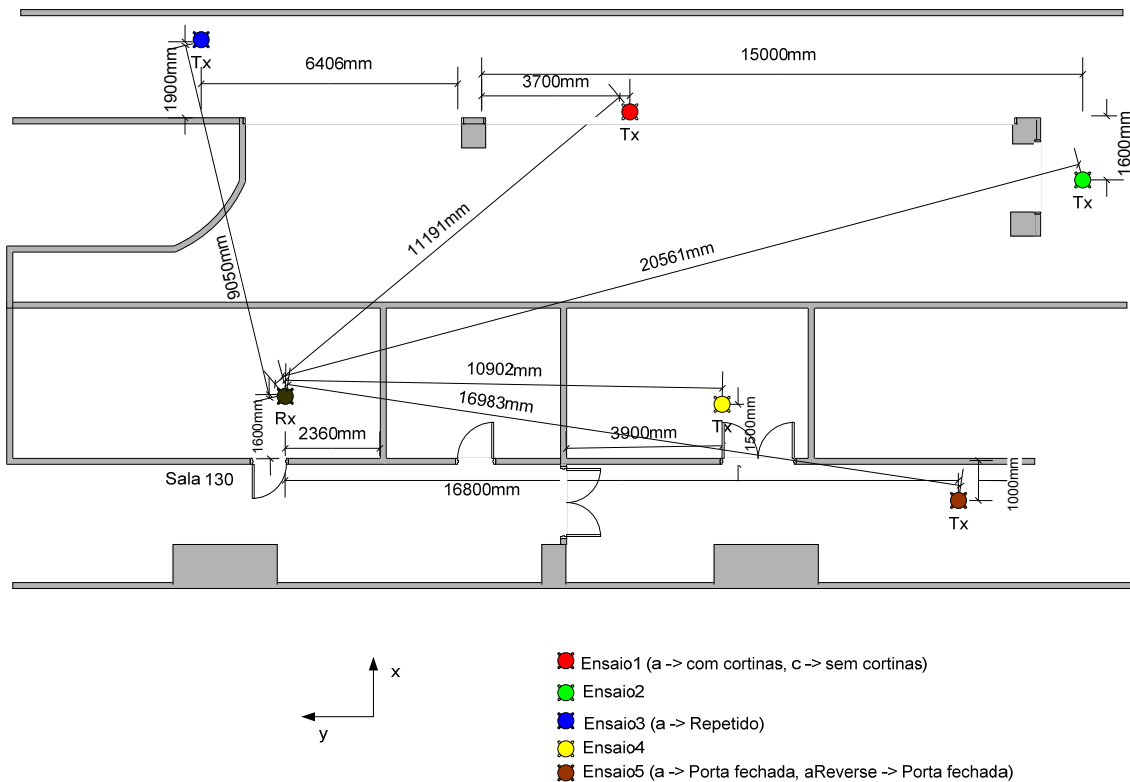


Figura 4.6 Cenário DETI

4.2.3. Cenário Lab345

O cenário Lab345 é um ambiente indoor. Localiza-se num dos laboratórios do Departamento de Electrónica e Telecomunicações e Informática da UA, onde se encontram múltiplos objectos de diferentes materiais, como por exemplo, computadores, mesas, objectos metálicos, quadros, etc. Podemos ver a distribuição da sala na figura 4.7. Neste cenário foram medidos múltiplos ensaios e os seus reversos, numerados do 1 ao 14.

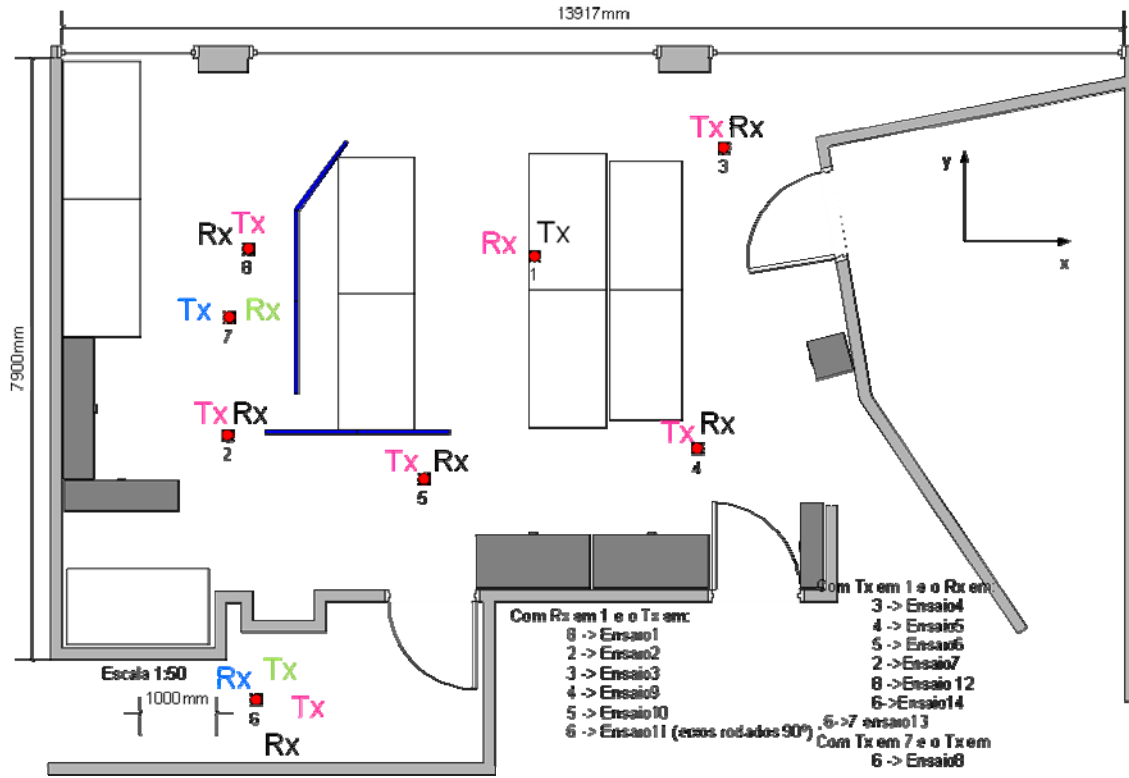


Figura 4.7 Cenário Lab345

4.3. Processamento e análise das medidas

Os dados reais, medidos nos ensaios descritos no subcapítulo anterior, foram processados com o propósito de caracterizar as L componentes multipercurso do canal rádio, isto é, obter os parâmetros α_l (amplitude complexa), τ_l (atraso), ϕ_l (azimute) e ϑ_l (elevação) de cada onda. Para isto foi utilizado o algoritmo SAGE descrito no subcapítulo 3.4. Os resultados obtidos serão apresentados no capítulo 6.

Neste trabalho, devido à grande quantidade de dados e resultados, várias “ferramentas” foram implementadas com a intenção de facilitar a análise dos mesmos, assim como, a comprovação do funcionamento do algoritmo SAGE.

Partindo de que os parâmetros α , τ , ϕ e ϑ de cada componente multipercurso já foram estimados pelo SAGE, fizeram-se funções para obter representações gráficas de alguma complexidade e parâmetros de interesse, que ajudam a ter uma visão simultânea de todos os parâmetros do canal obtidos em cada

ensaio. Tanto o algoritmo SAGE como estas funções foram implementados em MATLAB, utilizando a informação de [40].

4.3.1. Processamento e análise dum ensaio

Serão apresentados os resultados dum dos ensaios do capítulo 4 para descrever as funções numa forma simples. Para o ensaio 1 do cenário DETI obtiveram-se as seguintes representações gráficas, entre outras (só serão citadas neste subcapítulo as figuras mais relevantes, ainda que para a análise dos resultados, como se verá no capítulo 6, foram utilizadas, não só estas, mas também versões modificadas).

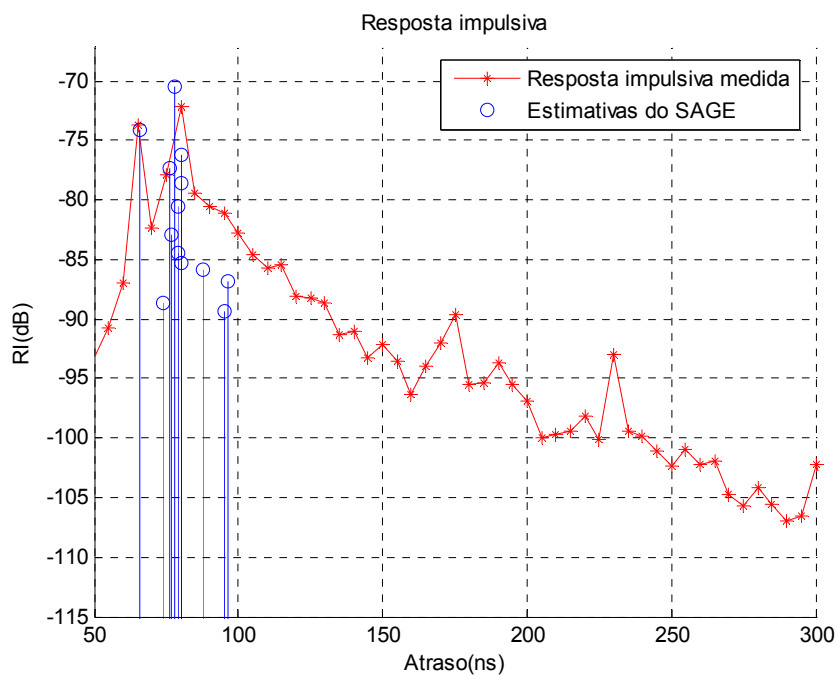


Figura 4.8 Resposta impulsiva do ensaio 1 do cenário DETI

A função com que foi gerada a figura 4.8 representa a resposta impulsiva medida (em vermelho) e as estimativas do SAGE (em azul), como podemos ver na referida figura. A resposta impulsiva obtém-se calculando a IFFT da resposta medida em frequência, e, a seguir, o valor absoluto médio de todas as respostas impulsivas para cada atraso. As estimativas do SAGE são representadas pela função stem2.m de [38].

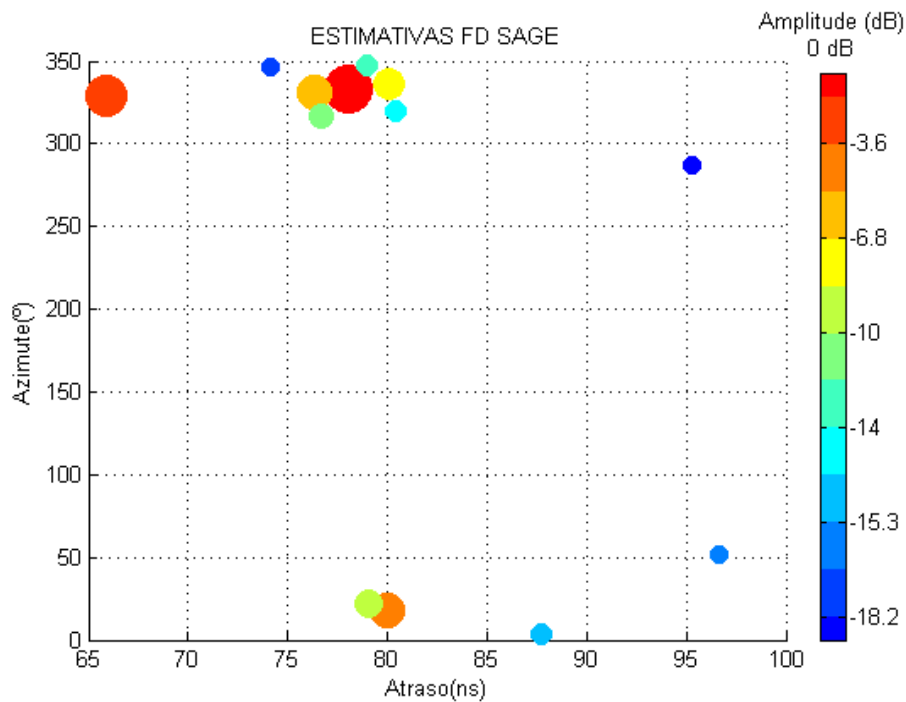


Figura 4.9 Estimativas obtidas pelo SAGE para o ensaio 1 do cenário DETI

Nas funções que geram as figuras 4.9 e 4.10 representam-se as estimativas obtidas pelo SAGE. Tentou criar-se, com este tipo de figuras, uma forma gráfica de análise dos resultados do algoritmo que proporciona informação sobre a amplitude e direcção dos raios de fácil leitura simultânea. Os comandos do Matlab utilizados para conseguir este tipo de figuras são apresentados no Anexo.

Nas figuras tipo 4.9, representaram-se as estimativas do SAGE para um ensaio dado no azimute e atraso correspondente, e com o tamanho e cor de cada estimativa proporcional à amplitude obtida. As figuras tipo 4.10 proporcionam a mesma informação que as do tipo 4.9 e, também, dão uma vista espacial da chegada dos raios ao receptor.

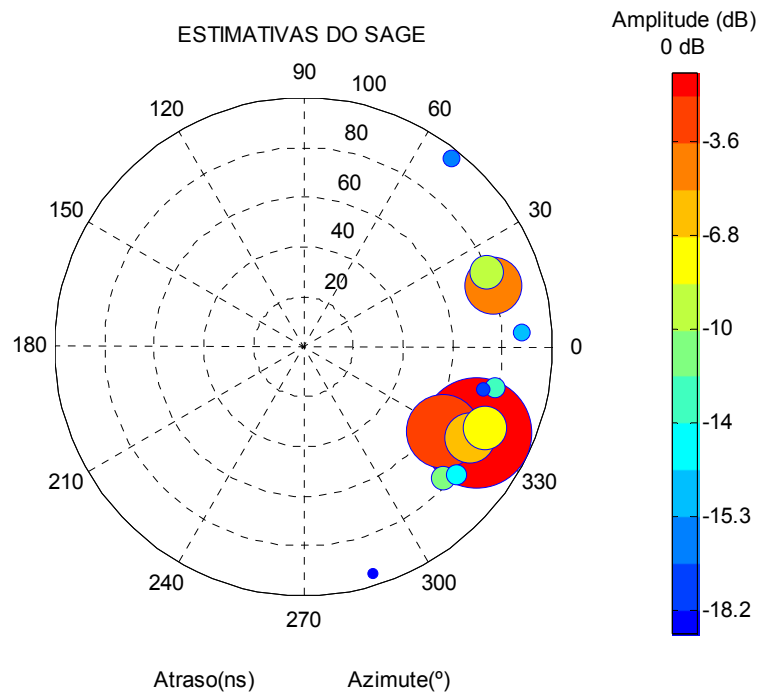


Figura 4.10 Estimativas obtidas pelo SAGE para o ensaio 1 do cenário DETI

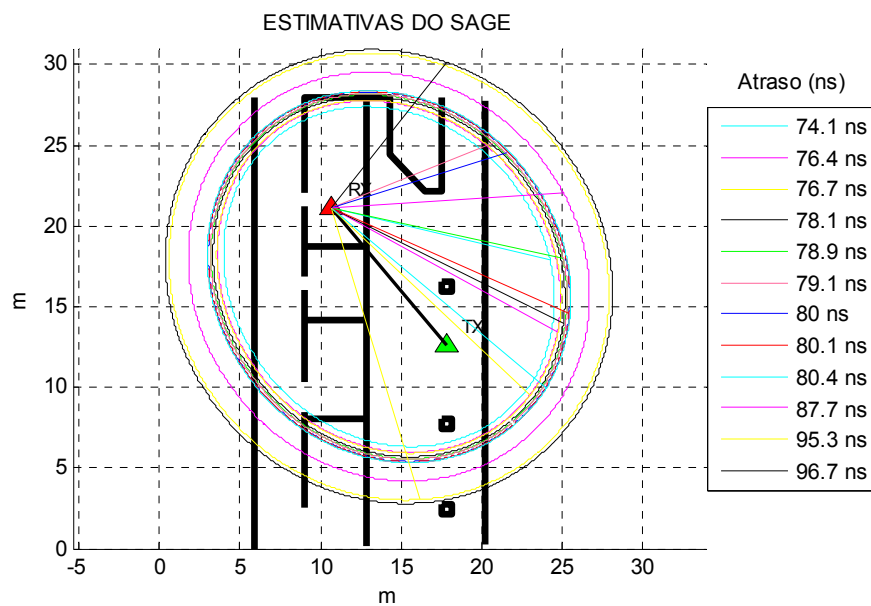


Figura 4.11 Cenário DETI com as estimativas do SAGE do ensaio 1

Na função que gera a figura 4.11, representa-se o cenário de forma simples, com as paredes dos prédios e objectos mais relevantes, o transmissor e o receptor. Depois, dadas as estimativas do SAGE, desenham-se as elipses definidas pelos pontos

que estão a uma distância dos focos (neste caso, o transmissor e o receptor) igual aos atrasos obtidos. Com o azimuth estimado, desenha-se a direcção de chegada ao receptor, tendo assim, uma ideia do que está a acontecer no canal rádio e a proveniência das ondas medidas no agregado.

Para o desenho da elipse tem-se a localização do transmissor e do receptor, que serão os focos, F_1 e F_2 (figura 4.12), da elipse, o azimuth e o atraso dos raios. Tendo em conta a notação da figura seguinte

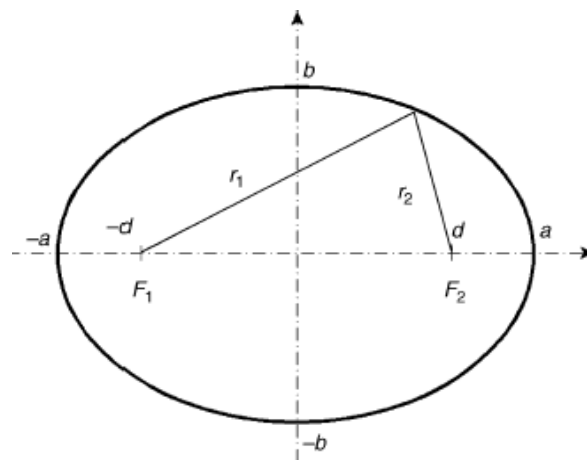


Figura 4. 12 Elipse com os focos no eixo de abcissas

o semieixo maior da elipse, a , está relacionado com o atraso τ do raio mediante a seguinte equação:

$$a = c \cdot \tau / 2 \quad (4.1)$$

onde c é a velocidade da luz.

A variável d corresponde a metade da distância entre os focos, ou seja, o transmissor e o receptor. Então, o semieixo menor da elipse, b , e a excentricidade, e , obtêm-se da seguinte forma

$$\begin{aligned} b &= \sqrt{a^2 - d^2} \\ e &= d / a \end{aligned} \quad (4.2)$$

Assim, aplicando as equações seguintes [38]

$$\begin{aligned} x &= \frac{a \cos(\varphi) + d}{1 + e \cos(\varphi)} \\ y &= (a - ex) \sin(\varphi) \end{aligned} \quad (4.3)$$

obtemos os pontos da elipse, centrada na origem do sistema de eixos cartesiano. Na equação 4.3, φ é um ângulo gerado entre 0 e 2π .

As coordenadas x e y são rodadas multiplicando-as pela seguinte matriz:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma & -\sin \gamma \\ \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

de forma que o semieixo maior da elipse fica com uma pendente igual à que forma a recta que une o transmissor e o receptor nas coordenadas reais. O ângulo γ é dado pelo arcotangente da pendente de dita recta.

Para posicionar a elipse na posição correcta, só falta deslocá-la do centro dos eixos cartesianos ao centro real, ou seja, o ponto meio entre o transmissor e o receptor. Para obter o deslocamento só é preciso somar o dito ponto meio às coordenadas da elipse.

Para o desenho da direcção de chegada do raio, desenhou-se a recta entre o receptor e o ponto da elipse que está contido na linha que determina o azimuth de chegada. Este dito ponto, P, foi calculado da seguinte maneira:

1. Usaram-se as equações 4.3, mas neste caso com um ângulo $\varphi = \phi - \gamma$, sendo ϕ o azimuth e γ o ângulo que forma a recta que une o transmissor e o receptor com o eixo x. Ditas fórmulas são duma elipse centrada nos eixos cartesianos, por isso temos que rodar o azimuth, ϕ , γ graus e conseguir, assim, o ponto que se procurava.
2. Sendo x_1 e x_2 as abcissas do transmissor e receptor respectivamente e y_1 e y_2 , as ordenadas -, as equações de 4.3 servem no caso em que x_1 é menor que x_2 ; mas não contempla todas as possibilidades nos distintos cenários. Por isso, deduziram-se umas equações análogas às apresentadas em [38] para os casos em que x_1 é maior que x_2 e, sendo x_1 igual a x_2 , y_1 é maior que y_2 :

$$\begin{aligned} x &= \frac{a \cos(\varphi) - d}{1 - e \cos(\varphi)} \\ y &= (a + ex) \sin(\varphi) \end{aligned} \quad (4.5)$$

3. Uma vez calculadas as coordenadas do ponto P na elipse centrada em (0,0), só falta rodar e deslocar ditas coordenadas como foi descrito anteriormente. Têm-se assim as coordenadas do ponto P procuradas.

4.3.2. Parâmetros calculados

Os parâmetros calculados com o objectivo de comparar o desempenho do algoritmo nos distintos ensaios foram, principalmente: o espalhamento e o valor médio, do atraso e do azimuth e ainda os erros relativamente aos dados reais no caso

dos dados sintéticos ou a simulações de traçado de raios, quando disponíveis, no caso dos dados reais.

O espalhamento do atraso (EA) vem dado por

$$EA = \sqrt{\frac{\sum_i (\tau_i - \bar{\tau})^2 \times |\alpha|_i^2}{\sum_i |\alpha|_i^2}} \quad (4.6)$$

onde τ_i e α_i são o atraso e a amplitude de cada raio, e $\bar{\tau}$ é o atraso médio (AM):

$$AM = \frac{\sum_i \tau_i \times |\alpha|_i^2}{\sum_i |\alpha|_i^2} \quad (4.7)$$

O erro do atraso (ErroA) é um erro ponderado com a amplitude e foi calculado como

$$ErroA = \sqrt{\frac{\sum_i (\tau_{sim_i} - \tau_{emp_i})^2 \times |\alpha|_{sim_i}^2}{\sum_i |\alpha|_{sim_i}^2}} \quad (4.8)$$

onde τ_{sim_i} e τ_{emp_i} são os atrasos dos raios simulados (resultado da utilização dum traçador de raios) e dos raios estimados, que conseguiram ser emparelhados com os tais raios simulados. Os valores $|\alpha|_{sim_i}$ são as amplitudes das ondas obtidas por simulação.

Fórmulas análogas às utilizadas para o atraso foram aplicadas para o caso do azimute, ϕ . As equações reajustadas, com notação vectorial, são as seguintes.

O espalhamento do azimute (EAzimuth) é:

$$EAzimuth = \text{atan} \left(\sqrt{\frac{\sum_i \left(\text{abs} \left(e^{j\phi_i} - e^{j\bar{\phi}} \right) \right)^2 \times |\alpha|_i^2}{\sum_i |\alpha|_i^2}} \right) \quad (4.9)$$

com $\bar{\phi}$ o azimute médio (AzimuthM):

$$AzM = \frac{\sum_i e^{j\phi_i} \times |\alpha|_i^2}{\sum_i |\alpha|_i^2} \quad (4.10)$$

$$AzimuthM = \text{atan2} \left(\text{imag} (AzM), \text{real} (AzM) \right)$$

O erro do azimute (ErroAZ) é um erro ponderado com a amplitude, como no caso do atraso,

$$ErroAZ = \text{atan} \left(\sqrt{\frac{\sum_i \left(\text{abs} \left(e^{j\phi_{sim_i}} - e^{j\phi_{emp_i}} \right) \right)^2 \times |\alpha|_{sim_i}^2}{\sum_i |\alpha|_{sim_i}^2}} \right) \quad (4.11)$$

onde, como com o atraso, ϕ_{sim_i} e ϕ_{emp_i} são os azimutes dos raios simulados (resultado da utilização dum traçador de raios) e dos raios estimados, que conseguiram ser emparelhados com os tais raios simulados. Os valores $|\alpha|_{sim_i}$ são as amplitudes das ondas obtidas por simulação.

5. Resultados obtidos com o algoritmo SAGE

A resposta em frequência do canal é medida em M posições, correspondentes às posições dos elementos do agregado receptor. No caso de se utilizar o algoritmo implementado em [37], calcula-se a resposta impulsiva usando a IFFT e corre-se o algoritmo SAGE, na sua versão temporal.

5.1. TD-SAGE

Os primeiros testes foram feitos ao algoritmo SAGE no domínio do tempo implementado em [37]. Devido ao facto de estarem a ser detectados alguns erros nos resultados obtidos com dito algoritmo, fizeram-se uns testes com dados sintéticos. Desta forma, controlamos o canal simulado e sabemos os resultados exactos que deveriam ser obtidos.

Nos primeiros testes simples com dados sintéticos, consideraram-se duas ondas multipercurso. Uma das ondas ficava com os seus parâmetros fixos (atraso, azimuth, elevação), e a outra onda variava um dos seus parâmetros. Fizeram-se simulações com o azimuth variando entre 0° a 180° , a elevação variando entre 0° e 80° e o atraso variando entre 80 ns e 110 ns. Estes testes repetiram-se para os casos em que as ondas tinham a mesma amplitude, uma diferença de amplitude de 10 dB e também de 20 dB.

Os resultados obtidos para a versão do algoritmo SAGE no domínio do tempo foram aceitáveis, exceptuando a estimação da fase da amplitude. Como se vê na figura 5.1, a fase da amplitude sofre uma alternância de uns 180° por cada 5 ns de aumento do atraso, quando o resultado para a fase tinha que ser constante. Detectou-se inclusivamente que, em certos casos, este problema conduzia o algoritmo para uma situação de divergência.

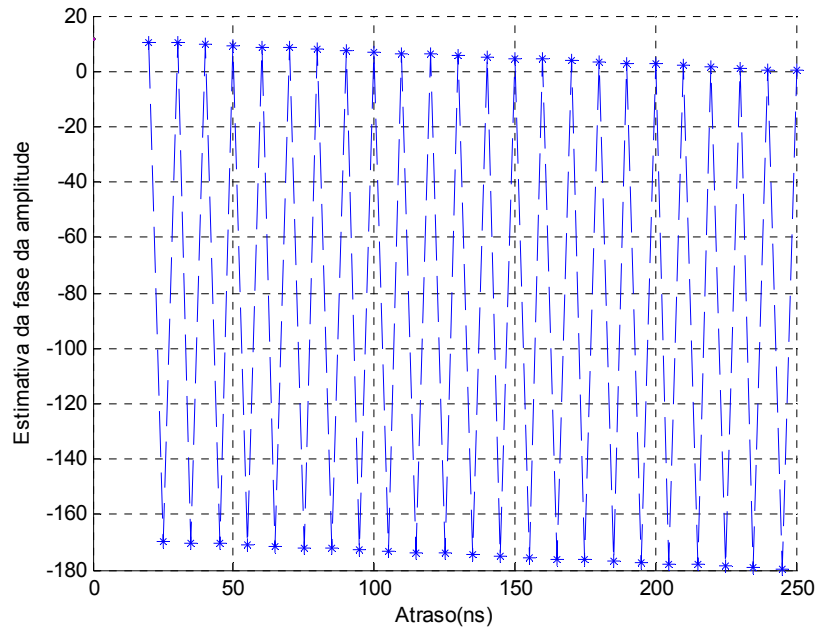


Figura 5.1 Estimativa do SAGE da fase da amplitude

Tentou melhorar-se o algoritmo sem sucesso, pelo que se decidiu implementar a versão do SAGE no domínio da frequência. Nas secções seguintes, apresentam-se os resultados obtidos com esta versão do algoritmo com dados sintéticos e dados reais.

5.2. FD-SAGE

5.2.1. Dados sintéticos

Os primeiros testes realizados ao algoritmo SAGE no domínio da frequência são os mesmos que se efectuaram à versão no domínio do tempo. Os resultados obtidos foram satisfatórios e apresentam-se nas seguintes figuras:

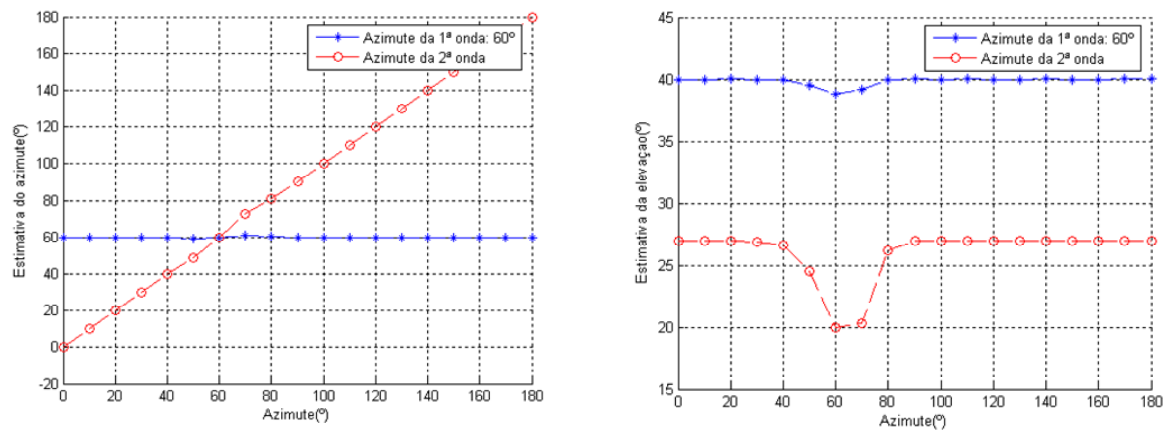


Figura 5.2 Estimativas do azimuth e da elevação para duas ondas com diferença de amplitude de 10 dB e atraso de 95 ns: a 1ª onda com os parâmetros fixos e a segunda onda com o azimuth variando de 0° a 180°

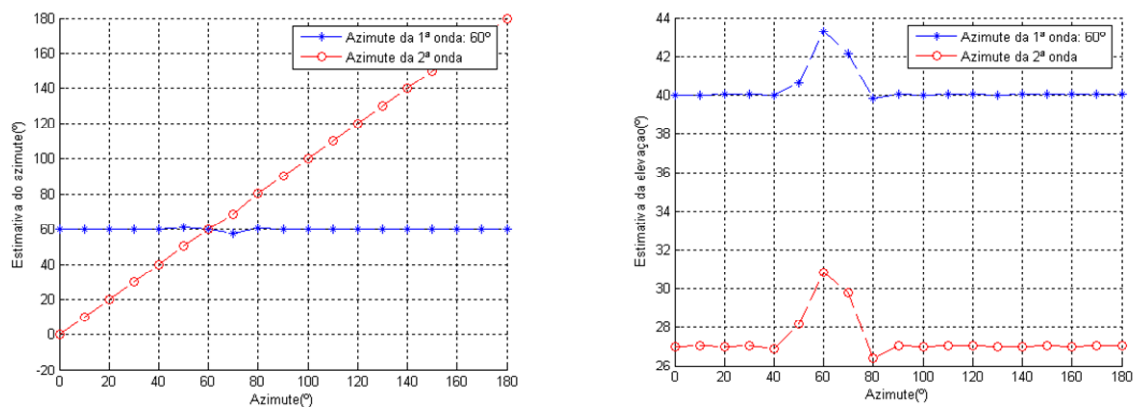


Figura 5.3 Estimativas do azimuth e da elevação para duas ondas com a mesma amplitude e atraso de 95 ns: a 1ª onda com os parâmetros fixos e a segunda onda com o azimuth variando de 0° a 180°

Aparece uma pequena falha na estimativa da elevação quando os azimutes das duas ondas são iguais.

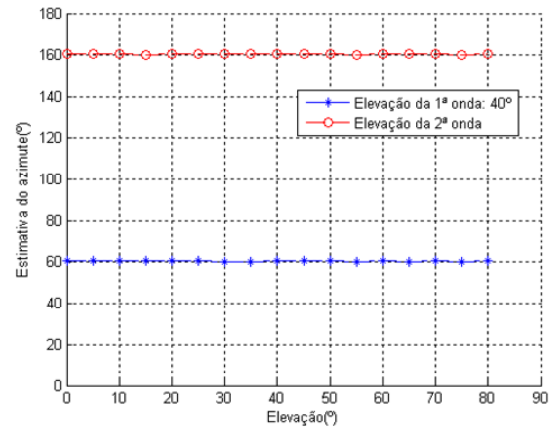
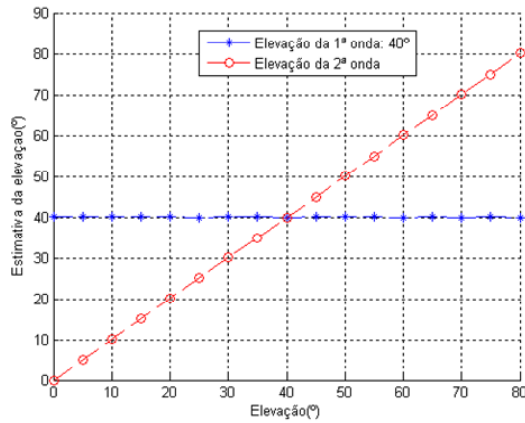


Figura 5.4 Estimativas da elevação e do azimute para duas ondas com diferença de amplitude de 10 dB e atraso de 95 ns : a 1ª onda com os parâmetros fixos e a segunda onda com a elevação variando de 0° a 80°

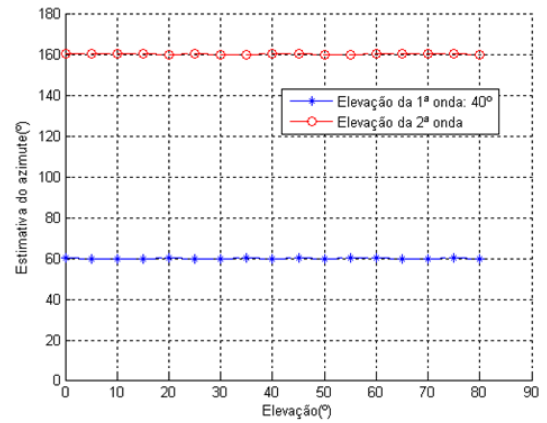
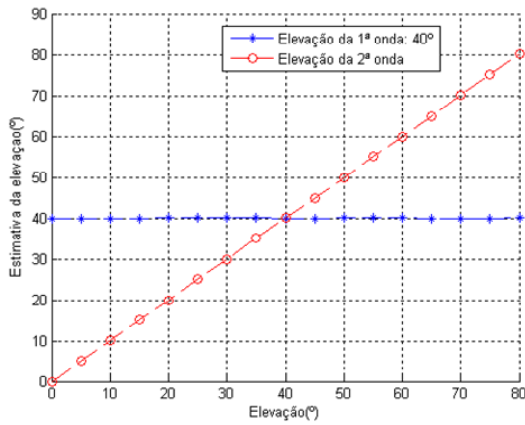


Figura 5.5 Estimativas da elevação e do azimute para duas ondas com a mesma amplitude e atraso de 95 ns: a 1ª onda com os parâmetros fixos e a segunda onda com a elevação variando de 0° a 80°

Os resultados obtidos nas figuras 5.4 e 5.5 são exactos. O algoritmo consegue diferenciar, perfeitamente, as duas ondas, inclusivamente, quando têm a mesma elevação.

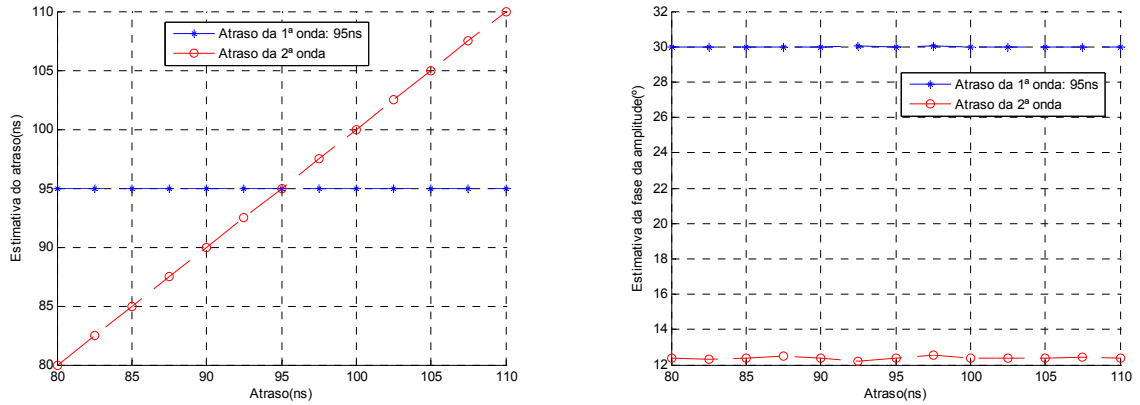


Figura 5.6 Estimativas do atraso e da fase da amplitude para duas ondas com uma diferença de amplitude de 10 dB: a 1ª onda com os parâmetros fixos (atraso 95 ns, azimuth 60° e elevação 40°) e a segunda onda com o atraso variando de 80 ns a 110 ns (azimute 160° e elevação 27°)

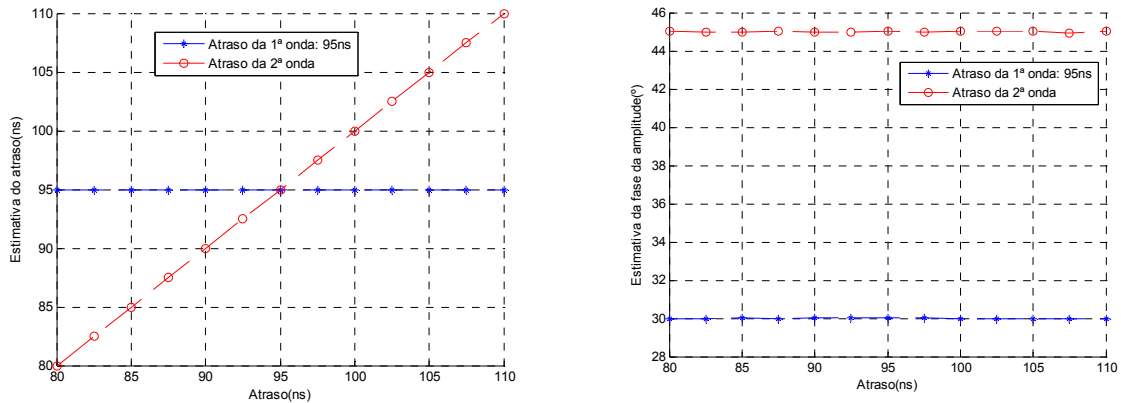


Figura 5.7 Estimativas do atraso e da fase da amplitude para duas ondas com a mesma amplitude (diferente fase): a 1ª onda com os parâmetros fixos (atraso 95 ns, azimuth 60° e elevação 40°) e a segunda onda com o atraso variando de 80 ns a 110 ns (azimute 160° e elevação 27°)

Os resultados obtidos nestes casos são correctos. Já não se comete o erro na amplitude da fase, como acontecia com a versão no domínio do tempo. Vemos, pois, que a versão do algoritmo SAGE no domínio da frequência melhora com respeito à versão no domínio do tempo. Uma possível razão para que acontecesse o erro ao utilizar a versão temporal é ter sido usada a IFFT, que na versão da frequência não é necessária (a resposta em frequência medida é, directamente, o parâmetro que se passa ao SAGE).

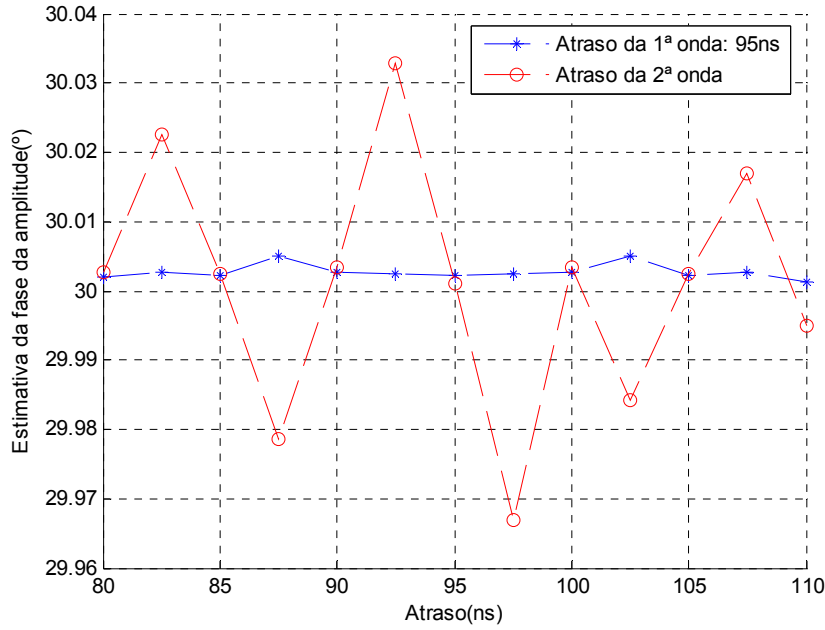


Figura 5.8 Estimativa da fase da amplitude para duas ondas com a mesma amplitude e a mesma fase: a 1ª onda com os parâmetros fixos (atraso 95 ns, azimuth 60° e elevação 40°) e a segunda onda com o atraso variando de 80 ns a 110 ns (azimuth 160° e elevação 27°)

Inclusive o caso da figura 5.8, no que temos a mesma amplitude (módulo e fase) nas duas ondas, o algoritmo FD-SAGE consegue estimar a fase da amplitude das ondas com um erro mínimo de centésimas de grau.

Também foram feitos testes ao algoritmo FD-SAGE utilizando dados gerados com modelo Saleh-Valenzuela, apresentado no subcapítulo 2.4 e implementado em [41]. Utilizaram-se três cenários diferentes, um para cada tipo de decaimento: acentuado (ensaios h1, h2 e h3), moderado (ensaios h4, h5 e h6) e reduzido (ensaios h7, h8 e h9).

Nos ensaios h1, h4 e h7 foram gerados 3 clusters, com 5 raios cada um; nos ensaios h2, h5 e h8, 4 clusters com 8 raios cada um; e, nos ensaios h3, h6 e h9, 5 clusters com 10 raios cada um.

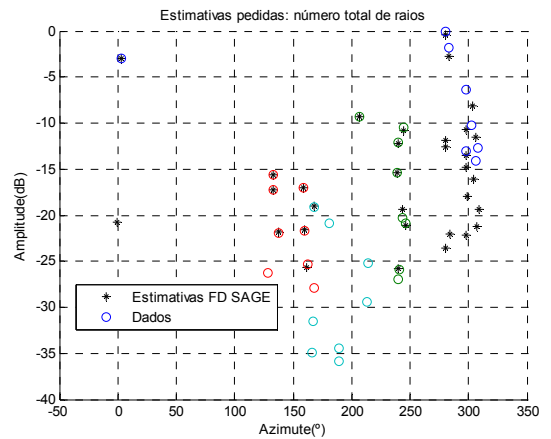
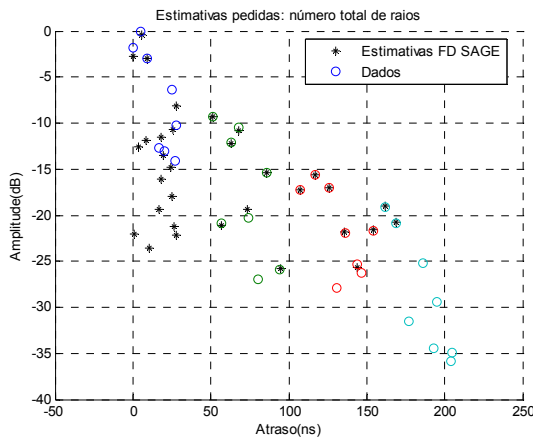
As ondas geradas com o modelo Saleh-Valenzuela proporcionam o atraso, a amplitude e o azimuth. Com estes dados, e acrescentando a elevação com um valor

de 0°, geramos a resposta em frequência, que será dada ao FD-SAGE para estimar os raios que a compõem.

Com o objectivo de conseguir ganhar alguma sensibilidade na estimativa do número de raios (L) que devem ser pedidos para o algoritmo estimar, simularam-se os 9 ensaios com o algoritmo FD-SAGE para 4 casos cada um:

- o primeiro, no que eram pedidos todos os raios existentes na resposta em frequência ($L=15, 32$ ou 50 , dependendo do caso)
- nos três restantes, pedia-se ao algoritmo um número de estimativas, L , igual ao número de raios acima dum limiar de amplitude. Os limiares, tendo em conta os dados disponíveis, foram: -25dB , -20dB e -18dB .

Para cada uma das 36 simulações, 9 ensaios com 4 simulações cada um, representaram-se as seguintes figuras (figuras correspondentes ao ensaio h5 com L , número de estimativas, igual ao número de raios existentes na resposta em frequência):



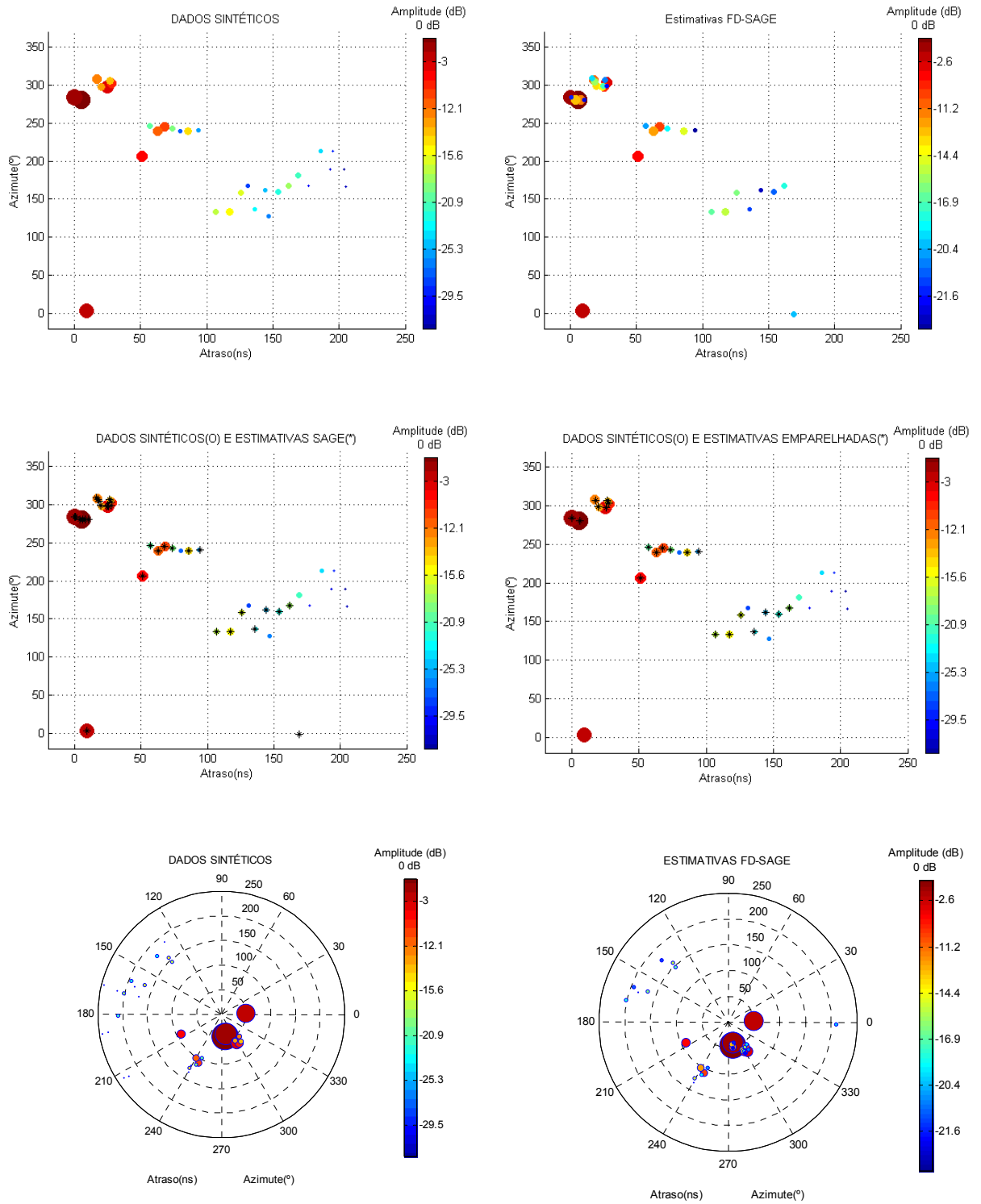


Figura 5.9 Estimativas FD-SAGE e dados gerados com o modelo Saleh-Valenzuela para o cenário h5

Com as 8 figuras para cada simulação (um total de 288 figuras), elaborou-se um portfolio que permite analisar os resultados obtidos duma maneira mais simples. Junto com este portfolio, calcularam-se os parâmetros apresentados na secção 4.3.2,

para ajudar a fornecer uma ideia geral do desempenho do algoritmo. Podemos ver o número de raios e os parâmetros calculados nas seguintes tabelas, onde:

- EA: Espalhamento do atraso
- AM: Atraso médio
- EAZ: Espalhamento do azimute
- AZM: Azimute médio
- ErroA: Erro do atraso
- ErroAZ: Erro do azimute
- reais: indica que é o parâmetro calculado com os raios gerados com o

modelo Saleh-Valenzuela

- est: calculado com os raios estimados pelo FD-SAGE
- emp: calculado com os raios estimados que foram emparelhados com os raios sintéticos, sendo a condição de emparelhamento ter uma diferença de atraso menor a 2.5 ns, uma diferença de azimute de menos de 2.5 graus e, de entre as possibilidades que cumpriam essas condições, a de amplitude mais semelhante.

Tabela 5.1. Número de raios nas 36 simulações

| | Nº Raios | Nº Estimativas | Nº Emparelhamentos | Nº Artefactos |
|---------|----------|----------------|--------------------|---------------|
| h1 | 15 | 15 | 7 | 8 |
| h1-25dB | 15 | 14 | 7 | 7 |
| h1-20dB | 15 | 11 | 4 | 7 |
| h1-18dB | 15 | 10 | 4 | 6 |
| h2 | 32 | 32 | 21 | 11 |
| h2-25dB | 32 | 20 | 16 | 4 |
| h2-20dB | 32 | 19 | 16 | 3 |
| h2-18dB | 32 | 17 | 14 | 3 |
| h3 | 50 | 50 | 26 | 24 |
| h3-25dB | 50 | 18 | 14 | 4 |
| h3-20dB | 50 | 14 | 11 | 3 |
| h3-18dB | 50 | 13 | 11 | 2 |
| h4 | 15 | 15 | 13 | 2 |
| h4-25dB | 15 | 13 | 12 | 1 |
| h4-20dB | 15 | 12 | 11 | 1 |
| h4-18dB | 15 | 11 | 11 | 0 |
| h5 | 32 | 32 | 21 | 11 |
| h5-25dB | 32 | 21 | 14 | 7 |
| h5-20dB | 32 | 16 | 13 | 3 |
| h5-18dB | 32 | 15 | 13 | 2 |
| h6 | 50 | 50 | 32 | 18 |
| h6-25dB | 50 | 32 | 19 | 13 |
| h6-20dB | 50 | 20 | 16 | 4 |
| h6-18dB | 50 | 17 | 15 | 2 |
| h7 | 15 | 15 | 13 | 2 |
| h7-25dB | 15 | 15 | 13 | 2 |
| h7-20dB | 15 | 15 | 13 | 2 |
| h7-18dB | 15 | 14 | 13 | 1 |
| h8 | 32 | 32 | 25 | 7 |
| h8-25dB | 32 | 28 | 24 | 4 |
| h8-20dB | 32 | 24 | 22 | 2 |
| h8-18dB | 32 | 22 | 20 | 2 |
| h9 | 50 | 50 | 33 | 17 |
| h9-25dB | 50 | 43 | 31 | 12 |
| h9-20dB | 50 | 41 | 30 | 11 |
| h9-18dB | 50 | 35 | 27 | 8 |

Tabela 5.2. Parâmetros do atraso calculados para as 36 simulações

| (ns) | EAreais | EAest | EAemp | AMreais | AMest | AMemp |
|---------|---------|-------|-------|---------|-------|-------|
| h1 | 22.16 | 18.50 | 13.39 | 10.51 | 9.19 | 5.83 |
| h1-25dB | 22.09 | 19.49 | 14.38 | 10.48 | 10.21 | 6.53 |
| h1-20dB | 20.71 | 16.31 | 4.31 | 9.89 | 8.73 | 4.30 |
| h1-18dB | 20.17 | 15.69 | 4.48 | 9.55 | 8.77 | 4.96 |
| H2 | 25.24 | 24.97 | 25.38 | 20.32 | 19.53 | 20.20 |
| h2-25dB | 24.51 | 23.46 | 23.19 | 20.02 | 18.40 | 18.90 |
| h2-20dB | 23.82 | 22.53 | 23.02 | 19.81 | 17.99 | 18.82 |
| h2-18dB | 22.84 | 20.93 | 19.70 | 19.28 | 17.29 | 17.31 |
| H3 | 22.02 | 20.69 | 18.88 | 13.69 | 13.25 | 12.20 |
| h3-25dB | 18.90 | 16.07 | 14.82 | 12.61 | 11.22 | 10.44 |
| h3-20dB | 16.49 | 14.79 | 13.31 | 11.87 | 10.95 | 10.13 |
| h3-18dB | 15.79 | 14.01 | 13.32 | 11.53 | 10.54 | 10.13 |
| H4 | 28.38 | 28.23 | 28.27 | 19.39 | 19.42 | 19.46 |
| h4-25dB | 28.22 | 27.77 | 27.77 | 19.29 | 18.84 | 18.85 |
| h4-20dB | 28.18 | 27.72 | 27.73 | 19.23 | 18.72 | 18.73 |
| h4-18dB | 28.11 | 28.05 | 28.05 | 19.05 | 19.05 | 19.05 |
| H5 | 29.74 | 28.58 | 31.08 | 18.34 | 18.45 | 20.62 |
| h5-25dB | 28.12 | 25.07 | 26.73 | 17.63 | 16.04 | 17.59 |
| h5-20dB | 25.52 | 22.37 | 23.03 | 16.37 | 15.20 | 15.66 |
| h5-18dB | 23.82 | 22.16 | 22.65 | 15.78 | 15.41 | 16.01 |
| H6 | 36.50 | 35.83 | 35.22 | 27.42 | 27.87 | 26.38 |
| h6-25dB | 34.43 | 32.21 | 33.06 | 26.39 | 25.85 | 26.18 |
| h6-20dB | 31.29 | 32.18 | 32.80 | 24.46 | 25.34 | 25.48 |
| h6-18dB | 29.74 | 30.61 | 31.58 | 23.31 | 24.33 | 24.99 |
| H7 | 35.07 | 35.88 | 36.11 | 24.55 | 25.84 | 26.05 |
| h7-25dB | 35.07 | 35.88 | 36.11 | 24.55 | 25.84 | 26.05 |
| h7-20dB | 35.07 | 35.88 | 36.11 | 24.55 | 25.84 | 26.05 |
| h7-18dB | 34.62 | 37.04 | 37.14 | 24.15 | 27.07 | 27.16 |
| H8 | 40.06 | 39.23 | 39.83 | 34.18 | 31.91 | 32.90 |
| h8-25dB | 39.88 | 38.62 | 39.08 | 34.06 | 31.36 | 32.52 |
| h8-20dB | 39.01 | 37.88 | 38.27 | 33.38 | 31.16 | 32.49 |
| h8-18dB | 37.19 | 36.25 | 36.63 | 32.44 | 30.25 | 31.55 |
| H9 | 48.06 | 46.88 | 48.21 | 48.79 | 48.27 | 43.84 |
| h9-25dB | 47.84 | 47.13 | 50.32 | 48.56 | 48.02 | 42.46 |
| h9-20dB | 47.73 | 47.78 | 50.85 | 48.38 | 48.27 | 42.22 |
| h9-18dB | 46.25 | 46.06 | 48.58 | 46.86 | 46.89 | 40.78 |

Tabela 5.3 Parâmetros do azimuth calculados para as 36 simulações

| (graus) | EAZreais | EAZest | EAZemp | AZMreais | AZMest | AZMemp |
|---------|----------|--------|--------|----------|--------|--------|
| h1 | 18.49 | 38.57 | 16.44 | 339.11 | 327.12 | 334.77 |
| h1-25dB | 18.45 | 39.73 | 17.38 | 339.12 | 323.39 | 333.35 |
| h1-20dB | 18.02 | 39.63 | 14.88 | 339.25 | 322.91 | 333.02 |
| h1-18dB | 17.79 | 38.87 | 14.09 | 339.03 | 324.97 | 333.77 |
| h2 | 23.24 | 24.42 | 23.91 | 149.89 | 150.94 | 149.75 |
| h2-25dB | 23.16 | 24.39 | 24.24 | 149.78 | 151.15 | 150.25 |
| h2-20dB | 23.07 | 23.74 | 24.10 | 149.70 | 151.27 | 150.26 |
| h2-18dB | 22.81 | 23.14 | 22.02 | 149.79 | 150.52 | 149.66 |
| h3 | 17.24 | 16.75 | 16.22 | 328.28 | 327.51 | 326.82 |
| h3-25dB | 16.59 | 15.79 | 15.52 | 328.15 | 327.55 | 327.12 |
| h3-20dB | 16.57 | 15.65 | 15.37 | 328.06 | 327.13 | 326.67 |
| h3-18dB | 16.61 | 15.51 | 15.38 | 328.07 | 326.91 | 326.68 |
| h4 | 34.09 | 34.11 | 34.15 | 232.80 | 232.58 | 232.52 |
| h4-25dB | 34.03 | 33.70 | 33.71 | 232.77 | 233.13 | 233.12 |
| h4-20dB | 34.03 | 33.68 | 33.69 | 232.72 | 232.92 | 232.91 |
| h4-18dB | 34.00 | 33.98 | 33.98 | 232.45 | 232.48 | 232.48 |
| h5 | 33.24 | 33.36 | 26.99 | 289.81 | 290.92 | 276.39 |
| h5-25dB | 33.01 | 32.45 | 25.02 | 290.14 | 290.91 | 277.49 |
| h5-20dB | 32.53 | 31.49 | 32.26 | 290.84 | 291.51 | 292.21 |
| h5-18dB | 32.26 | 31.24 | 31.82 | 291.10 | 291.69 | 292.50 |
| h6 | 15.07 | 27.23 | 14.49 | 348.01 | 346.43 | 346.99 |
| h6-25dB | 13.74 | 25.75 | 12.78 | 348.04 | 347.29 | 347.56 |
| h6-20dB | 12.76 | 25.18 | 12.65 | 348.23 | 346.93 | 347.21 |
| h6-18dB | 12.22 | 25.20 | 12.96 | 348.17 | 347.09 | 347.61 |
| h7 | 40.81 | 41.29 | 41.28 | 184.11 | 181.98 | 183.59 |
| h7-25dB | 40.81 | 41.29 | 41.28 | 184.11 | 181.98 | 183.59 |
| h7-20dB | 40.81 | 41.29 | 41.28 | 184.11 | 181.98 | 183.59 |
| h7-18dB | 40.82 | 41.11 | 41.08 | 183.71 | 190.66 | 191.33 |
| h8 | 29.27 | 32.22 | 29.28 | 170.51 | 170.06 | 170.64 |
| h8-25dB | 29.20 | 31.86 | 28.81 | 170.47 | 170.11 | 170.43 |
| h8-20dB | 28.76 | 30.72 | 28.23 | 170.16 | 169.87 | 169.95 |
| h8-18dB | 28.00 | 30.32 | 27.66 | 170.27 | 169.68 | 169.76 |
| h9 | 36.93 | 37.16 | 34.01 | 71.20 | 71.53 | 79.40 |
| h9-25dB | 36.88 | 37.09 | 32.51 | 71.11 | 73.23 | 86.96 |
| h9-20dB | 36.87 | 37.32 | 32.90 | 71.13 | 70.78 | 85.78 |
| h9-18dB | 36.62 | 37.10 | 32.85 | 71.17 | 71.54 | 85.96 |

Tabela 5.4 Erro do atraso e do azimute dos raios emparelhados

| | ErroA | ErroAZ |
|----------------|--------------|---------------|
| h1 | 0.68 | 0.19 |
| h1-25dB | 0.53 | 0.20 |
| h1-20dB | 0.51 | 0.15 |
| h1-18dB | 0.50 | 0.13 |
| h2 | 1.23 | 10.81 |
| h2-25dB | 0.91 | 10.84 |
| h2-20dB | 0.90 | 10.83 |
| h2-18dB | 0.85 | 7.12 |
| h3 | 0.54 | 5.04 |
| h3-25dB | 0.41 | 5.06 |
| h3-20dB | 0.40 | 5.09 |
| h3-18dB | 0.40 | 5.07 |
| h4 | 0.10 | 0.01 |
| h4-25dB | 0.01 | 0.01 |
| h4-20dB | 0.01 | 0.04 |
| h4-18dB | 0.01 | 0.03 |
| h5 | 0.66 | 1.02 |
| h5-25dB | 0.63 | 0.94 |
| h5-20dB | 0.51 | 0.27 |

| | | |
|----------------|------|-------|
| h5-18dB | 0.51 | 0.27 |
| h6 | 0.59 | 4.65 |
| h6-25dB | 0.51 | 4.34 |
| h6-20dB | 0.52 | 4.21 |
| h6-18dB | 0.51 | 4.22 |
| h7 | 0.39 | 9.01 |
| h7-25dB | 0.39 | 9.01 |
| h7-20dB | 0.39 | 9.01 |
| h7-18dB | 0.32 | 9.01 |
| h8 | 0.45 | 0.52 |
| h8-25dB | 0.46 | 0.50 |
| h8-20dB | 0.42 | 0.53 |
| h8-18dB | 0.42 | 0.53 |
| h9 | 0.30 | 11.05 |
| h9-25dB | 0.28 | 11.03 |
| h9-20dB | 0.25 | 11.05 |
| h9-18dB | 0.20 | 11.23 |

Para poder fazer-se uma análise comparativa mais simples entre os muitos ensaios, calcularam-se as percentagens dos parâmetros dos raios estimados e emparelhados em relação aos dos raios reais (dados sintéticos) das tabelas 5.1, 5.2 e 5.3.

Pode deduzir-se, depois do estudo de todos os resultados obtidos, que quando o canal apresenta um decaimento moderado, as estimativas do FD-SAGE são, em termos gerais, boas. À medida que o decaimento é maior, começam a aparecer mais raios, que não se conseguem emparelhar com as ondas que compõem a resposta impulsiva, que se denominaram por sombras (são raios que aparecem no mesmo atraso e com um azimuth parecido que as ondas de maior potência, mas com uma amplitude menor). Este fenómeno é muito mais notório quando o decaimento é acentuado e o canal apresenta um maior número de raios, mas, em geral, está sempre presente, como podemos ver nos exemplos da seguinte figura:

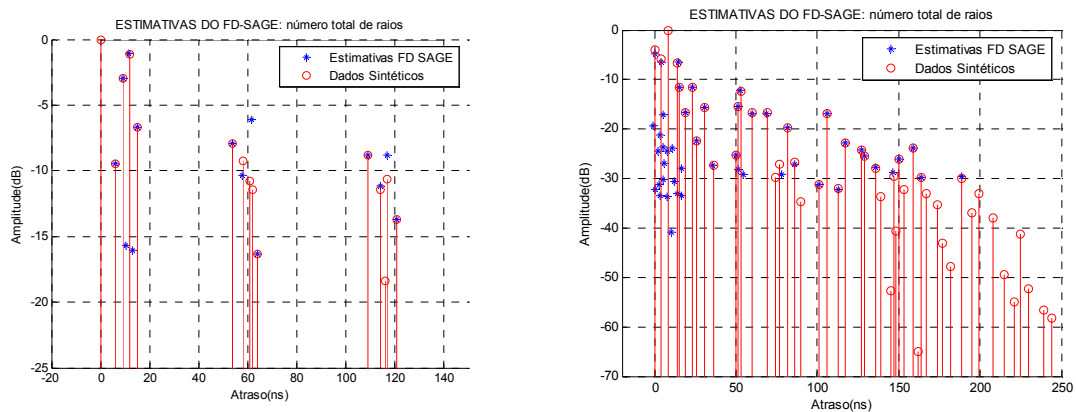


Figura 5.10 Resposta impulsiva e estimativas do FD-SAGE dos cenários h7, com decaimento reduzido e pequeno número de raios (esquerda), e h3, com decaimento acentuado e elevado número de raios (direita)

As estimativas do algoritmo descrevem o canal e mostram os parâmetros do mesmo com uma percentagem de erro baixa, salvo em casos isolados. Por exemplo, o espalhamento do atraso pode chegar a ter um erro de 22% nalguns casos mas, normalmente, está abaixo de 8%. Para o atraso médio, o erro está, usualmente, abaixo

de 5%, sendo o erro máximo encontrado de 12%. Para o azimute sucede uma situação semelhante que no caso do atraso. O erro do espalhamento do azimute está, geralmente, abaixo de 10%, ainda que nalguns casos determinados dos ensaios h1, h5 e h6 as percentagens são anormalmente elevadas, e o do azimute médio, de 5%. Portanto, conclui-se que o desempenho do FD-SAGE é satisfatório em canais sintéticos.

Relativamente ao número de estimativas pedidas (L) ao FD-SAGE, há que chegar a um compromisso entre o erro (relacionado com o número de sombras) e os parâmetros que descrevem o canal (relacionados com o conjunto total das estimativas). Tem que se estabelecer um L que seja suficientemente pequeno para que o número de sombras não seja muito grande, e, ao mesmo tempo, o L seja elevado para que o conjunto total de estimativas consiga representar o canal.

5.2.2. Dados reais

Os dados reais processados com o algoritmo FD-SAGE são os correspondentes aos cenários apresentados no subcapítulo 4.2: Outdoor (1, 2 e 3), DETI e Lab345.

5.2.2.1. Cenários Outdoor 1, 2 e 3

Os cenários outdoor foram estudados com as estimativas proporcionadas pelo algoritmo FD-SAGE das medidas efectuadas e as simulações realizadas com o traçador de raios implementado em [39].

Para cada ensaio dos cenários Outdoor foram desenhados os seguintes gráficos:

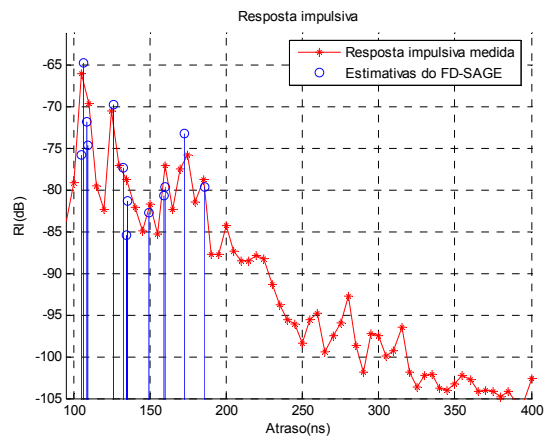


GRÁFICO 1

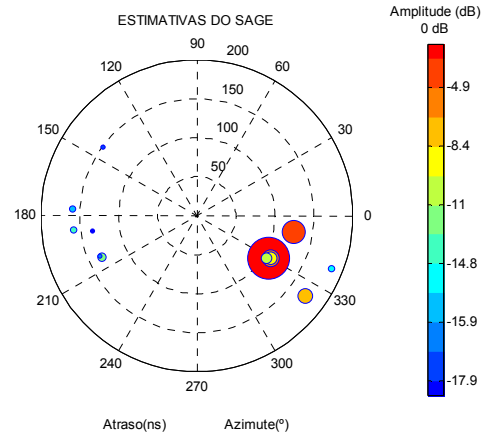


GRÁFICO 2

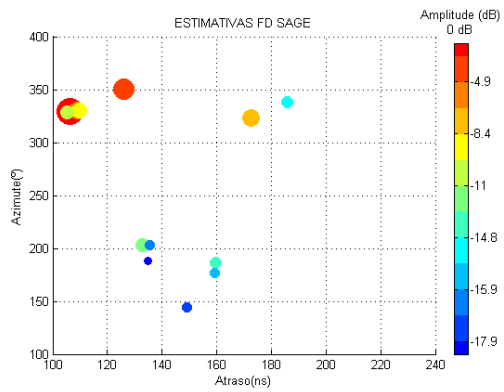


GRÁFICO 3

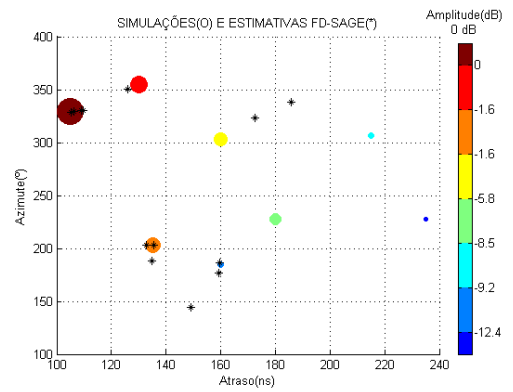


GRÁFICO 4

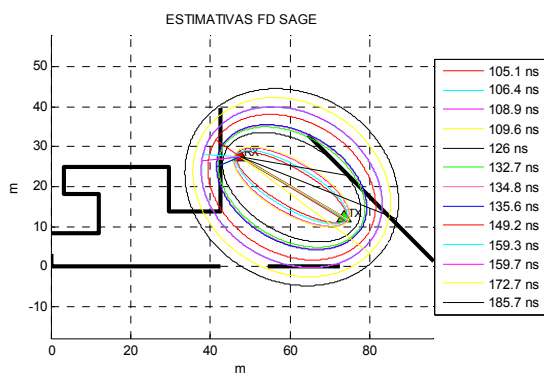


GRÁFICO 5

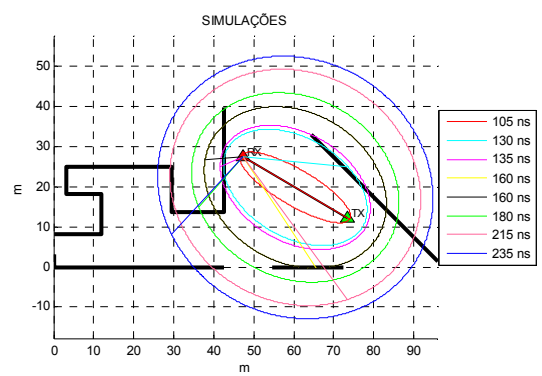


GRÁFICO 6

Figura 5.11 Gráficos obtidos para o ensaio 4 do cenário Outdoor 2

Também foram calculados os parâmetros das seguintes tabelas:

Tabela 5.5 Parâmetros das estimativas do FD-SAGE

| Outdoor1 | EAestimados | AMestimados | EAZestimados | AZMestimados | Nº estimativas |
|----------|-------------|-------------|--------------|--------------|----------------|
| Ensaio2 | 14.42 | 76.29 | 27.23 | 118.69 | 5 |
| Ensaio3 | 10.73 | 40.22 | 24.92 | 84.52 | 5 |
| Ensaio4 | 24.84 | 166.52 | 42.30 | 166.88 | 8 |
| Outdoor2 | EAestimados | AMestimados | EAZestimados | AZMestimados | Nº estimativas |
| Ensaio1 | 7.52 | 38.09 | 14.99 | 153.24 | 11 |
| Ensaio4 | 21.18 | 118.88 | 27.67 | 329.78 | 13 |
| Ensaio5 | 27.54 | 98.66 | 31.97 | 194.79 | 21 |
| Ensaio6 | 24.16 | 85.60 | 27.05 | 0.88 | 23 |
| Outdoor3 | EAestimados | AMestimados | EAZestimados | AZMestimados | Nº estimativas |
| Ensaio1 | 9.95 | 107.25 | 23.99 | 180.74 | 12 |
| Ensaio2 | 15.14 | 70.38 | 24.61 | 190.87 | 20 |
| Ensaio4 | 22.01 | 73.50 | 26.92 | 200.42 | 11 |
| Ensaio5 | 14.26 | 47.68 | 25.78 | 205.68 | 6 |
| Ensaio6 | 32.03 | 61.74 | 26.35 | 163.08 | 8 |
| Ensaio7 | 15.25 | 37.01 | 35.64 | 248.57 | 16 |

Tabela 5.6 Parâmetros das medidas reais

| Outdoor1 | EAmidas-25dB | AM25dB | EAmidas-30dB | AM-30dB |
|----------|--------------|--------|--------------|---------|
| Ensaio2 | 16.73 | 77.44 | 18.17 | 77.66 |
| Ensaio3 | 14.52 | 41.78 | 15.46 | 42.11 |
| Ensaio4 | 28.02 | 169.95 | 34.50 | 172.11 |
| Outdoor2 | EAmidas-25dB | AM25dB | EAmidas-30dB | AM-30dB |
| Ensaio1 | 10.25 | 38.09 | 12.44 | 38.51 |
| Ensaio4 | 26.78 | 123.20 | 28.18 | 123.61 |
| Ensaio5 | 29.22 | 98.82 | 35.73 | 100.45 |
| Ensaio6 | 22.16 | 85.83 | 33.77 | 87.80 |
| Outdoor3 | EAmidas-25dB | AM25dB | EAmidas-30dB | AM-30dB |
| Ensaio1 | 13.04 | 108.08 | 29.08 | 110.20 |
| Ensaio2 | 19.35 | 73.46 | 21.40 | 73.94 |
| Ensaio4 | 25.93 | 76.98 | 26.93 | 77.20 |
| Ensaio5 | 16.04 | 48.88 | 18.56 | 49.78 |
| Ensaio6 | 32.91 | 64.37 | 33.30 | 64.63 |
| Ensaio7 | 14.83 | 35.64 | 17.60 | 36.47 |

Os gráficos 1, 5 e 6 da figura 5.10 de todos os ensaios foram utilizados para determinar o número L de ondas a estimar que era preciso pedir ao FD-SAGE. Comparando o gráfico 5 (estimativas do FD-SAGE) com o 6 (simulações do traçador de raios) de cada ensaio, e calculando, em cada caso, as distâncias das possíveis trajectórias e o correspondente atraso, verificamos a veracidade das estimativas do algoritmo e, além disso, comprovamos, na medida do possível, os fenómenos que estavam a acontecer no cenário (reflexão, difracção, etc.).

Os gráficos 2 e 3 da figura 5.11 mostram as estimativas revelando informação da amplitude, azimuth e atraso, e o gráfico 4 compara estas com as simulações.

Observando as tabelas 5.5 e 5.6, vemos que as estimativas do algoritmo FD-SAGE são uma boa representação do canal. Consegue-se um espalhamento do atraso e um atraso médio próximo ao do canal real, com um erro razoável em todos os casos. O algoritmo obtém bons resultados neste canal real com uma única limitação: não consegue estimar os raios que apresentam uma atenuação superior a 25 dB em relação à onda mais potente (normalmente, o raio directo).

5.2.2.2. Cenário DETI

Em relação ao algoritmo FD-SAGE, neste cenário obtivemos resultados similares aos obtidos nos cenários Outdoor.

Por se tratar dum ambiente indoor-outdoor, o número de estimativas é maior, já que há muitos mais elementos com que as ondas interagem e, portanto, recebem-se mais contribuições multipercurso no agregado. Isto complica a análise, mas os resultados do algoritmo continuam a ser boas estimativas do canal real.

Mostram-se algumas das figuras obtidas, como exemplo:

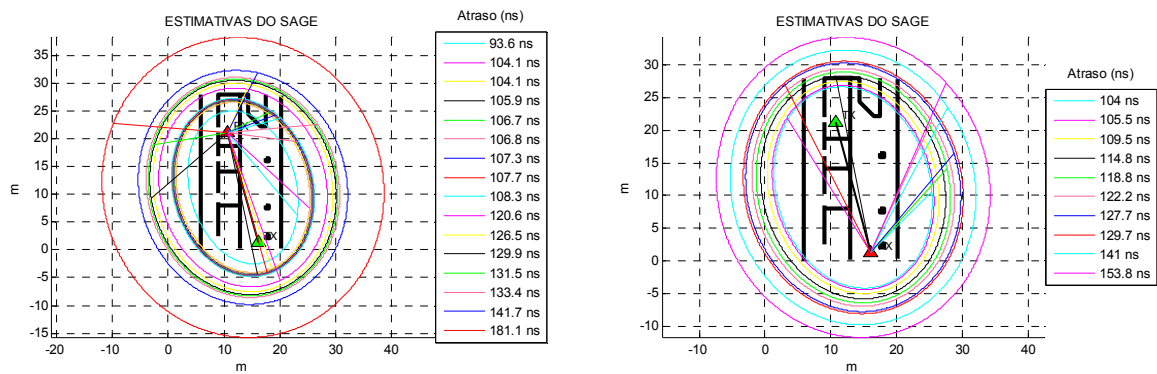


Figura 5.12 Cenário DETI: ensaio 2 (direita) e ensaio 2 reverso (esquerda)

5.2.2.3. Cenário Lab345

Neste cenário o número de estimativas ainda é maior do que no caso do cenário DETI, além disso, os atrasos são menores, por se tratar dum cenário indoor.

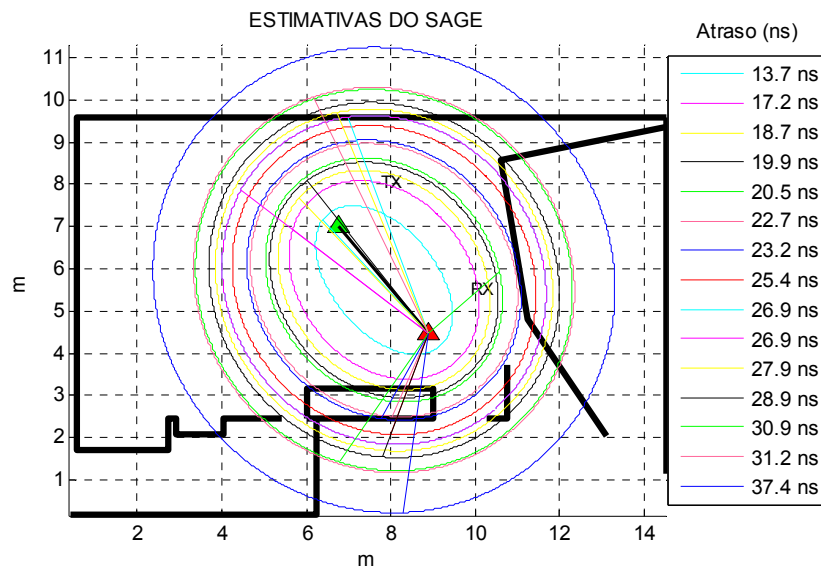


Figura 5.13 Cenário Lab345 ensaio 5

Os resultados vêm revelar o que já se tinha deduzido dos cenários anteriores. Deve destacar-se que, nalguns ensaios deste cenário, os resultados obtidos no que diz

respeito às direcções de chegada, poderão não coincidir exactamente com as esperadas, tendo em conta as posições do emissor, do receptor e dos vários objectos do cenário. Uma explicação possível poderá ser uma anotação pouco rigorosa das referidas posições.

6. Conclusões

O surgimento de novas tecnologias de comunicação sem fios e o desenvolvimento das já existentes, que saturam o canal de propagação, exige novas formas de exploração do canal rádio que por sua vez necessitam de técnicas que estimem os parâmetros desse canal rádio da forma mais precisa possível.

Entender como as ondas de rádio são propagadas e interagem com o ambiente é um campo de estudo muito complexo em si mesmo, já que, os fenómenos que ocorrem não têm um caminho previsível. Devido a esta necessidade de conhecer como o ambiente em que se encontra uma transmissão afecta a comunicação, aparecem os algoritmos de elevada resolução. Estes algoritmos estimam os parâmetros das ondas recebidas no receptor.

Nesta tese estudou-se o algoritmo SAGE, um dos referidos algoritmos, com o objectivo de caracterizar o canal rádio móvel.

Pretendia-se analisar o algoritmo SAGE, no domínio da frequência, e avaliar o seu desempenho, tanto em canais sintéticos como em canais reais. Além disso, precisava-se da implementação de ferramentas software que facilitassem a interpretação dos resultados obtidos, já que a quantidade de ensaios e estimativas era exorbitante. Tais objectivos foram atingidos.

Conseguiu-se, também, encontrar uma forma gráfica de determinar o número de estimativas que devem ser pedidas ao FD-SAGE, outro dos problemas aquando do estudo do algoritmo.

Depois do trabalho realizado, pode concluir-se que o algoritmo SAGE, na sua versão da frequência, obtém resultados satisfatórios, tanto em canais sintéticos como em canais reais, que são os de maior interesse.

Como trabalho futuro, seria interessante:

- a análise da elevação, que neste trabalho não foi considerada.
- um estudo mais profundo do que acontece nos casos em que temos as medidas dum ensaio e o seu reverso. Ver até que ponto, no mesmo cenário, mudando só as posições do receptor e transmissor, isto afecta nos sinais recebidos.
- tentar que o algoritmo FD-SAGE não estime as denominadas sombras, que são a principal fragilidade encontrada nesta versão do algoritmo.
- o estudo para um canal MIMO.

Referências

- [1] IEE Vacation School on Radiowave Propagation, “Propagation of radiowaves”, The Institution of Electrical Engineers, 1996.
- [2] The ITU Radiocommunication Sector, ITU-R, <http://www.itu.int/ITU-R/>
- [3] Cardama, A.; Jofre, L.; Rius, J. M.; Romeu, J.; Blanch, S., "Antenas", Edicions UPC, 1998.
- [4] Parsons, J. David, “The mobile radio propagation channel”, 2nd ed., Chichester: John Wiley, 2000.
- [5] Lavergnat, J.; Sylvain, M., “Radio wave propagation: principles and techniques”, Chichester: John Wiley, 2000.
- [6] Bertoni, Henry L., “Radio Propagation For Modern Wireless Systems”, Prentice Hall PTR, 2000.
- [7] Thorsus, E.I., “The validity of Kirchoff approximation for rough surface scattering using a Gaussian roughness Spectrum”, Journal Acoustic of America, Vol. 83, nº 1, pp78-92, January 1998
- [8] Winebrenner, Dale P.; Ishimaru, Akira, “Application of the Phase Perturbation Technique to Randomly Rough Surfaces”, Journal Acoustic of America, Vol. 2, nº 12, pp2285-2294, December 1985
- [9] Bahar, Ezerkiel, “Review of the full wave solutions for rough-surface scattering and depolarization: comparisons with geometric and physical optics, perturbation and two-scale hybrid solutions”, Journal of Geophysical Research, Vol 92, nº C5, pp 5209-5224, May 1997
- [10] Rappaport, T.S., “Wireless Communications: Principles and Practice”, 2nd Ed., Prentice Hall PTR, 2002.
- [11] Colton, David; Rainer Kress, “Inverse Acoustic and Electromagnetic Scattering Theory”, Springer, 1998.
- [12] Molisch, A.F., “Wideband Wireless Digital Communications”, Prentice Hall PTR, 2001.

- [13] Shannon, C.E., "A mathematical theory of communication", Bell System Technical Journal, vol. 27, July and October 1948.
- [14] Gesbert, D.; Shafi, M.; Shiu, D-S.; Smith, P.; Naguib, A., "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 21, no. 3, April 2003
- [15] Foschini, G.J.; Gans, J., "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas", Bell Labs Technical Journal, vol.1, no.2, Luchent Technologies, Autumn 1996.
- [16] Telatar, I.E., "Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channel", European Transactions on Telecommunications, vol. 10, no 6, 1999.
- [17] Hernando, J.; Perez-Fontan, F., "Introduction to Mobile Communications Engineering", 3ra Ed., Artech House, 1999
- [18] Ertel, R.; Cardieri, P.; Sowerby, K.W.; Rappaport, T.S.; Reed, J.H., "Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems", IEEE Personal Communications, Vol. 5, no 1, Feb. 1998
- [19] Liberti Jr., J.C.; Rappaport, T.S., "Smart Antennas for Wireless Communications", Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, EUA, 1999
- [20] Krim, H.; Viberg, M., "Two Decades of Array Signal Processing Research", IEEE Signal Processing Mag. , July 1996
- [21] Schmidt, R., "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-34, Mar. 1986
- [22] Roy, R.; Kailath, T., "ESPRIT – Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, Vol. 37, July 1989.
- [23] Feder, M.; Weinstein, E., "Parameter Estimation of Superimposed Signals using the EM Algorithm", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing. Vol. 36, Apr. 1988.
- [24] Fessler, J.A.; Hero, A.O., "Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization Algorithm", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 42, October 1994

- [25] Van Trees, H.L., "Optimum Array Processing", Part IV., Wiley-Interscience, 2002
- [26] Godara, L.C., "Handbook of antennas in wireless communications", CRC Press LLC, 2002
- [27] Godara, L.C., "Smart Antennas", CRC Press LLC, 2004
- [28] Dempster, A.P.; Laird, N.M. and Rubin, D.B., "Maximum Likelihood from Incomplete Data Via the EM Algorithm", Journal of the Royal Statistical Soc., Series B, Vol. 39, no. 1, 1977
- [29] Wu, C.F., "On the Convergence of the EM Algorithm", Annals of Statistics, Vol. 11, no. 1, Jan. 1983
- [30] Hero, A.O.; Fessler, J.A., "Asymptotic Convergence Properties of EM-Type Algorithms, Technical report", Communications and Signal Proc. Lab., Dept. of EECS, Univ. of Michigan, Apr. 1993
- [31] Fessler, J.A.; Clinthorne, N.H.; Rogers, W.L., "On Complete Data Spaces for PET Reconstruction Algorithms", IEEE Trans. on Nuclear Science, Vol. 40, no. 4, Aug 1993
- [32] Meng, X.L.; Dyk, D., "The EM Algorithm – An Old Folk-Song Sung to a Fast New Tune", Journal of the Royal Statistical Society. Series B, Vol. 59, no. 3, 1997
- [33] Fleury, B.H.; Tschudin, M.; Heddergott, R.; Dahlhaus, D.; Pedersen, K. I., "Channel Parameter Estimation in Mobile Radio Environment Using the SAGE Algorithm", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 17, no. 3, March 1999
- [34] Moon, T., "The Expectation-Maximization Algorithm", IEEE Signal Processing Magazine, Nov. 1996
- [35] Fessler, J.A.; Hero, A.O., "Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization Algorithm", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol 42, no. 10, Oct. 1994
- [36] Tschudin, M; Heddergott, R.; Truffer, P., "Validation of a High Measurement Technique for Estimating the Parameters of Impinging Waves in Indoor Environments", in Proc. Of PIMRC '98 – ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Boston, MA, Sep. 1998

- [37] Mota, Susana, “Caracterização do Canal de Propagação Direccional em Banda Larga para Sistemas Rádio Móvel”, Dissertação de Mestrado, Departamento de Electrónica e Telecomunicações, Universidade de Aveiro, 2003.
- [38] Perez-Fontan, F.; Marino Espineira, P., “Modeling the Wireless Propagation Channel: A simulation Approach with MATLAB”, Wiley, September 2008
- [39] Fernandes, J.J.G., “Modelação do Canal de Propagação Rádio Móvel de Banda Larga na Faixa das Ondas Milimétricas e seu Impacto no Desempenho de Transmissão do Sistema”, Dissertação de Doutoramento, Departamento de Electrónica e Telecomunicações, Universidade de Aveiro, Dez. 1996
- [40] www.mathworks.com
- [41] Ferreira, I.F.M., “Comparação do Desempenho de Modelos de Canal Rádio para Sistemas MIMO”, Dissertação de Mestrado, Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática, Universidade de Aveiro, 2009

Anexo

Depois dum estudo sobre os diferentes comandos que proporciona o Matlab, as figuras tipo 4.9. foram feitas utilizando o comando “scatter”. A seguir, apresenta-se umas linhas do código onde aparece, para explicar de maneira mais inteligível como foi empregado:

```
matriz(:,1)=[signal.tau]*1e9;           %atraso
matriz(:,2)=[signal.phi]*180/pi;        %azimute
matriz(:,3)=(abs([signal.alpha]))*250; %tamanhos dos pontos proporcional à amplitude
matriz=sortrows(matriz,3);              %ordenar de forma ascendente
tamanho=length([signal.alpha]);
z=colormap(jet(tamanho));               %gerare matriz de cores
x=matriz(end:-1:1,1);                   %inverter a ordem para que os círculos de maior
y=matriz(end:-1:1,2);                   tamanho sejam os primeiros a ser desenhados
amplitudes=matriz(end:-1:1,3);           e, assim, fiquem menores por cima
z=z(end:-1:1,:);
%figura
h=scatter(x,y,amplitudes,z,'filled');
```

com isto conseguimos ter para cada estimativa um círculo no ponto (x,y) , com um tamanho *amplitude*, proporcional à mesma, e duma cor *z*, duma escala de cores que também da informação sobre a amplitude.

No caso das figuras tipo 4.10, utilizou-se o comando “polar”:

```
%figura
ii=find(x==max(x));           %procurar o índice da estimativa com maior atraso,
h = polar(yt(ii), xt(ii), 'o'); %é a a ser desenhada porque determina o rádio do
hold on                       %gráfico polar
set(h, 'MarkerFaceColor', z(ii,:));
set(h, 'MarkerSize',amplitudes(ii));
for K=1:tamanho
    h = polar(y(K), x(K), 'o');
    set(h, 'MarkerFaceColor', z(K,:));%modificar a cor
    set(h, 'MarkerSize',amplitudes(K));%modificar o tamanho do círculo
end
```

Em ambos os dois tipos de figuras, também se utilizou o comando “colorbar”, com os ajustes precisos:

```
amp=20*log10((abs([theta.alpha]))/(max(abs([theta.alpha]))));
if (tamanho<=6)                %dependendo do número de estimativas
    amp=amp(end:-1:1);          %seleccionam-se as amplitudes que vão
    amp=round(10*[amp])./10;    % aparecer na figura
    amp=sort(amp);
    amp=[amp(2:end)];
elseif (tamanho>6)&(tamanho<14) %
    amp=round(10*[amp])./10;
    amp=sort(amp);
    amp=amp(end:-1:1);
    ini=mod(length(amp),2)+1;
    amp=amp(ini:2:end);
    amp=amp(end:-1:1);
else
```

```

    amp=round(10*[amp])./10;
    amp=sort(amp);
    amp=amp(end:-1:1);
    ini=mod(length(amp),5)+1;
    amp=amp(ini:5:end);
    amp=amp(end:-1:1);
end
G=colorbar(h,'YTickLabel',{amp});
set(get(G,'title'),'string',{'Amplitude (dB)';'0 dB'});

```

Com isto fazemos que na figura apareçam as amplitudes numéricas correspondentes.